

Н.В.Шиянов

Устройства для настройки магнитофонов

Издательство «Радио и связь»



Основана в 1947 году
Выпуск 1121

Н. В. Шиянов

Устройства для настройки магнитофонов



Москва
«Радио и связь» 1988

УДК 681.846.7.002.56:001.92
Ш 65
ББК 32.844

Шиянов Н. В.

Ш 65 Устройства для настройки магнитофонов. — М.: Радио и связь, 1988. — 88 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1121).

ISBN 5-256-00087-X

Описаны структурные и принципиальные схемы устройств, предназначенных для настройки лентопротяжного тракта, каналов записи и воспроизведения, а также генератора стирания магнитофона. Обосновываются технические требования к характеристикам устройств, приведены конструктивные данные и рекомендации по налаживанию. Устройства могут быть использованы как в процессе разработки, так и при ремонте катушечных и кассетных магнитофонов. Приведены методики применения устройств.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Ш $\frac{2402020000-069}{046(01)-88}$ КБ-27-17-87 **ББК 32.844**

Рецензенты: кандидаты техн. наук В. И. Щербина, В. А. Данилочкин

Научно-популярное издание

ШИЯНОВ НИКОЛАЙ ВЛАДИМИРОВИЧ

УСТРОЙСТВА ДЛЯ НАСТРОЙКИ МАГНИТОФОНОВ

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редактор Т. В. Жукова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Обложка художника А. С. Дзуцева
Технический редактор А. Н. Золотарева
Корректор Г. Г. Казакова

ИБ № 1496

Сдано в набор 14.09.87 Подписано в печать 11.01.88
Т-05014 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. № 2 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 5,5 Усл. кр.-отт. 5,75 Уч.-изд. л. 7,12
Тираж 60 000 экз. Изд. № 21722 Зак. № 152 Цена 50 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

ISBN 5-256-00087-X

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современный аппарат магнитной записи представляет собой сложную конструкцию, объединяющую механические, электрические и электронные узлы, которые постоянно усложняются и видоизменяются. Непрерывно повышается плотность записи на магнитную ленту, одновременно с дальнейшим развитием специализированных комбинированных аппаратов появляются оригинальные конструкции с использованием мини-кассет.

Творчество радиолюбителей в значительной степени связано с усовершенствованием имеющихся у них серийных магнитофонов и разработкой дополнительных устройств, расширяющих область их применения. Многие радиолюбители разрабатывают оригинальные конструкции магнитофонов высокой верности воспроизведения. Обеспечение требуемых характеристик узлов магнитофонов возможно только с помощью измерительных средств.

В книге описаны как специализированные устройства, рассчитанные на настройку только специфических для аппаратуры магнитной записи узлов, так и приборы более широкого функционального назначения, которые также необходимы для настройки магнитофона.

Можно выделить два подхода к разработке подобных приборов. Первый — создание устройств сравнительно узкого функционального назначения для использования преимущественно в процессе настройки магнитофона. Второй — обоснование характеристик приборов с учетом тенденций развития техники магнитной записи, расширения их функциональной значимости и области применения. При этом приборы становятся более ценными для радиолюбителей, поскольку позволяют настраивать и другие классы радиоаппаратуры. Поэтому при создании наиболее трудоемких приборов был выбран именно второй подход, так как он в наибольшей степени отвечает интересам радиолюбителей.

Все устройства выполнены на элементах общего применения, в максимальной степени использованы микросхемы. Характеристики приборов обоснованы с учетом современного состояния и перспектив развития рассматриваемой области. Описанию каждой конструкции предшествует вводная часть, в которой поясняется ее назначение и методика проведения измерений.

Описанные в работе устройства позволяют провести полную настройку современного магнитофона. Однако выбирать конструкции для повторения необходимо творчески, с учетом уже имеющихся измерительных приборов, уровня показателей качества настраиваемого аппарата и т. д.

РЕГУЛИРОВКА ЛЕНТОПРОТЯЖНОГО ТРАКТА МАГНИТОФОНА

УСТАНОВКА СРЕДНЕЙ СКОРОСТИ МАГНИТНОЙ ЛЕНТЫ

Важным параметром, характеризующим лентопротяжный механизм (ЛПМ) магнитофона, является средняя скорость V_0 движения магнитной ленты относительно магнитных головок.

Искажения сигнала, возникающие вследствие несоответствия скорости ленты при записи и воспроизведении, приводят к изменению тональности звучания. Человек воспринимает на слух довольно значительные (свыше 1 ... 2%) отклонения высоты чистого тона, если они происходят сравнительно медленно (с периодом более 10 с). Быстрые колебания высоты тона (детонация) заметны при значительно меньших отклонениях — 0,1 ... 0,2%. Возможные изменения скорости ленты в магнитофонах затрудняют обмен фонограммами. Поэтому необходимо периодически контролировать скорость движения ленты и поддерживать ее в определенных пределах. Для удобства взаимозаменяемости фонограмм ГОСТ 24863—81 [1] устанавливает ряд стандартных номинальных скоростей магнитной ленты, допускаемых отклонений скорости $K_у$ от номинального значения и нормы на коэффициент детонации ЛПМ — $K_д$ (табл. 1).

Существует несколько методов измерения средней скорости движения ленты: измерительного ролика, визуализации фонограммы, стробоскопический, сдвига фаз, отрезка ленты и девиации частоты. Методы измерительного ролика и стробоскопический используются применительно к катушечным магнитофонам, метод визуализации фонограммы имеет значительную трудоемкость и дает сравнительно низкую точность измерения. Определение скорости методом сдвига фаз возможно лишь в аппаратах со сквозным каналом.

Для радиолюбительской практики наиболее приемлемы методы отрезка ленты и девиации частоты. Метод отрезка ленты наиболее прост и получил поэтому широкое распространение. Для измерения средней (за 100 с) скорости ленты используют отрезок ленты длиной $100V_0$. Полученное относительное отклонение времени прохождения отрезка от 100 с численно равно относительному отклонению средней скорости от номинального значения. Этот метод приемлем лишь для катушечных магнитофонов, поскольку нанесение оптических, магнитных или других граничных отметок и контроль движения ленты в кассетных магнитофонах затруднены. Однако этот метод дает удовлетворительную погрешность около $\pm(0{,}3 \ldots 1{,}0)$% только при использовании электронного секундомера, изготовление которого специально для этой цепи в радиолюбительских условиях едва ли оправдано.

Наиболее удобным в радиолюбительской практике является метод девиации частоты, использованный в описываемом здесь измерителе средней скорос-

Таблица 1

Тип магнитофона	Группа сложности	$K_у$	$K_д$
Катушечный	0	±1,0	±0,08 / ±0,1
	1	±1,5	±0,1 / ±0,15
	2	±2,0	±0,15
Кассетный стационарный	0	±1,5	±0,12 / ±0,15
	1	±1,5	±0,15 / ±0,2
	2	±2,0	±0,2 / ±0,25
	3	±2,0	±0,3 / ±0,35
Кассетный носимый	2	±2,0	±0,25 / ±0,3
	3	±2,0	±0,35
	4	±2,0	±0,4

В числителе указаны нормы для высшей категории качества, в знаменателе — для первой категории качества.

ги. Он основан на том, что частота воспроизводимого сигнала $f_в$ прямо пропорциональна скорости V_0 перемещения воспроизводимой фонограммы:

$$f_в = f_з V_0 / V_з,$$

где $V_з$, $f_з$ — скорость ленты эталонного магнитофона и частота записанного сигнала соответственно.

К достоинствам метода можно отнести низкую трудоемкость измерения, применимость метода как для катушечных, так и для кассетных ЛПМ и достаточно высокую точность. Достижение потенциальной точности метода возможно при точном задании частоты $f_з$, измерении $f_в$ и наличии образцового записывающего магнитофона, средняя скорость которого незначительно, например не более чем на 0,5% отличается от нормируемой. Первое и третье требования удовлетворяются одновременно, если в качестве сигналограммы использовать измерительную ленту, предназначенную для измерения детонации (часть «Д»). Погрешность записи частоты ($f_з$=3150 Гц) этой ленты находится в пределах 0,5 ... 1,0%. Частоту воспроизводимого сигнала $f_в$ в заводских и лабораторных условиях измеряют, как правило, с помощью цифрового частотомера. В радиолюбительской практике это не всегда возможно. Однако благодаря ста-

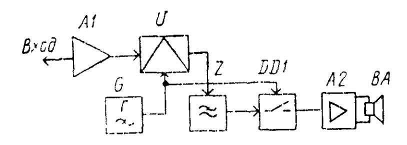


Рис. 1. Структурная схема устройства для установки средней скорости магнитной ленты

бильности частоты записываемого сигнала $f_з$ можно использовать следующий, более доступный способ.

Частота сигнала воспроизведения сравнивается со стабилизированной частотой (3150 Гц) образцового генератора. Регулировкой скорости протяжки магнитной ленты необходимо обеспечить близость к нулю разности частот $(f_в—3150)\to 0$.

При этом скорости ленты в регулируемом и образцовом магнитофонах, на которых записана измерительная сигналограмма, совпадают. Если измерительная лента отсутствует, в качестве образцовой можно использовать сигналограмму, имеющую частоту 3150 Гц, записанную с генератора звуковых частот на хорошо отрегулированном магнитофоне.

Структурная схема измерителя средней скорости представлена на рис. 1.

Сигнал с линейного выхода магнитофона усиливается и подается на первый вход смесителя U, на второй вход которого поступает сигнал генератора образцовой частоты $G(f_0=3150$ Гц). На выходе фильтра нижних частот Z выделяется сигнал с разностной частотой $f_р=f_в—f_0$, поступающий на управляющий вход ключевого каскада DD1. Сигнальный вход ключевого каскада связан с выходом генератора образцовой частоты G. Таким образом, импульсная последовательность на входе усилителя мощности A2 имеет частоту огибающей $f_р$ и заполнение с частотой 3150 Гц. Случайные колебания скорости ленты (детонация) в реальных магнитофонах делают частоту биений случайной функцией

Рис. 2. Принципиальная схема устройства для установки средней скорости магнитной ленты

времени. При этом наименьшей установленной частоте биений соответствует воспринимаемая на слух диссонирующая последовательность тональных импульсов со случайным периодом. Задача оператора сводится к установке такой скорости ленты, при которой частота биений будет наименьшей.

Принципиальная схема измерителя представлена на рис. 2. Сигнал с линейного выхода магнитофона прикладывается к гнезду «Вход» и усиливается элементом DD2.1. Благодаря включению в цепь отрицательной обратной связи (ООС) резистора R6 этот логический элемент работает в квазилинейном режиме. Основные характеристики элемента «ИЛИ» микросхемы К176ЛЕ5 в этом необычном для нее режиме изображены на рис. 3. Элемент DD2.2 формирует прямоугольные импульсы, поступающие на вход смесителя, выполненного на элементе DD2.3.

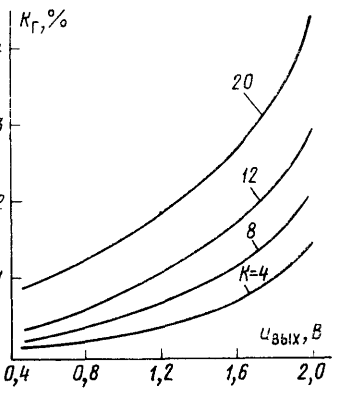


Рис. 3. Зависимость коэффициента гармоник микросхемы К176ЛЕ5 в квазилинейном режиме от выходного напряжения $u_{вых}$ и коэффициента усиления (К=4...20)

Генератор образцовой частоты собран на элементах DD1.1 и DD1.2 (буферный каскад). В цепь обратной связи элемента DD1.1 включена трехзвенная фазосдвигающая цепь R1, C1, R2, C2, R3, C3, смещающая фазу сигнала на частоте 3150 Гц на 180° и обеспечивающая тем самым режим самовозбуждения на указанной частоте. Точное значение частоты автоколебаний устанавливается резистором R4, форма выходного сигнала близка к синусоидальной.

Выходной сигнал генератора поступает на буферный каскад (элемент DD1.2), существенно снижающий влияние внешних по отношению к элементу DD1.1 воздействий на частоту образцового генератора. Прямоугольные импульсы с выхода DD1.2 подаются на один из входов смесителя, выполненного на DD2.3. Сигнал на его выходе представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с широтно-импульсной модуляцией. Мгновенное значение напряжения низкочастотной составляющей спектра импульсов изменяется с частотой биений и выделяется активным фильтром нижних частот второго порядка — транзистором VT4. Фильтр имеет частоту среза около 50 Гц и обеспечивает подавление составляющих, близких к частоте 3150 Гц глубиной не менее 50 дБ. Выходной сигнал фильтра усиливается до ограничения элементом DD2.4 и поступает на базу транзистора VT3. На базу транзистора VT2 через буферный элемент DD1.3 поступают прямоугольные импульсы с частотой 3150 Гц.

На коллекторной нагрузке транзистора VT3 выделяется последовательность прямоугольных импульсов с частотой биений, заполненная высокочастотным сигналом образцового генератора. В результате динамическая головка ВА на выходе усилителя мощности (VT5) излучает звуковой сигнал, огибающая которого изменяется с частотой биений. Необходимую громкость звучания можно подбирать с помощью резистора R15.

Для получения высоких метрологических характеристик устройство должно питаться от стабилизированного источника напряжения 9 В ±0,2 В; потребляемый ток около 20 мА. Напряжение питания на микросхему DD1 подается с вы-

хода параметрического стабилизатора на транзисторе VT1. Стабилизатор снижает влияние колебаний напряжения питания на частоту генератора, а также существенно ослабляет явление захвата его частоты. Кроме того, положительный температурный коэффициент напряжения стабилизатора частично компенсирует отрицательный температурный коэффициент частоты образцового генератора на элементе DD1.1. В результате этого температурный уход частоты генератора снижается. На рис. 4 и 5 представлены зависимости дрейфа частоты образцового генератора от напряжения питания устройства и температуры. Видно, что при изменении напряжения на ±0,5 В уход частоты не превышает ±0,4%.

Необходимая стабильность напряжения питания легко достигается с помощью стабилизатора на микросхеме К142ЕН1 [2]. В этом случае устройство обеспечивает погрешность установки скорости около 0,8 ... 1,0%, что удовлетворяет нормам на этот параметр магнитофонов всех групп сложности (см. табл. 1).

Детали и конструкция. В устройстве могут быть использованы резисторы типа МЛТ-0,25, МЛТ-0,125 с допускаемым отклонением от номинала ±10%, конденсаторы К73-17 (С4—С3), К50-6, (С9, С11) и К52-1 (С10), КС0-3, К22У-1, ТКЕ МПО (С1—С3). Подстроечный резистор R4 — типа СП3-16, СП3-27 и т. д. Вместо указанных на схеме транзисторов VT1—VT4 и VT5 можно применить транзисторы серий КТ342, КТ312, КТ315, КТ361 и КТ203 соответственно. Транзисторы VT2, VT3 должны иметь близкие значения статических коэффициентов передачи тока базы, лежащие в пределах 150 ... 300, а транзисторы VT1, VT4, VT5 в пределах 100 ... 200. Малогабаритная динамическая головка ВА типа 0,05 ГД1 может быть заменена любой низкоомной головкой с соответствующим выходным трансформатором.

Печатная плата устройства (рис. 6) изготавливается из фольгированного стеклотекстолита или гетинакса толщиной 1,5 ... 2,0 мм. Перемычки на плате изображены сплошными линиями. Их устанавливают со стороны радиоэлементов.

Налаживание измерителя начинают с проверки правильности монтажа, напряжения питания и напряжения на выходе параметрического стабилизатора. Потенциал базы транзистора VT1 должен составлять 5,5 ... 5,8 В, а потенциал его эмиттера — 5,0 ... 5,3 В. Эмиттер транзистора VT1 связан с выводом *14* пи-

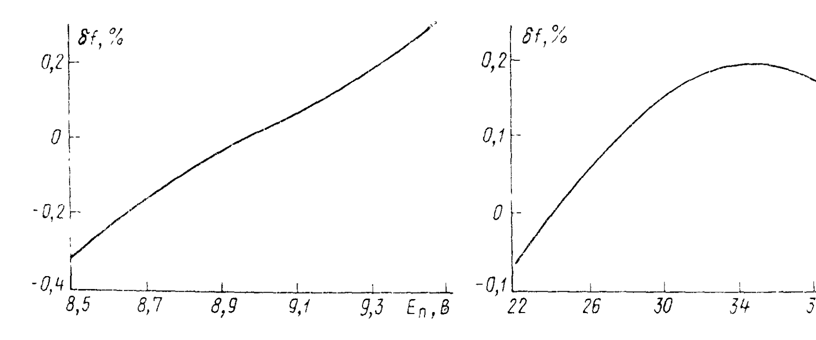


Рис. 4. Влияние напряжения питания на частоту опорного генератора

Рис. 5. Температурный уход частоты опорного генератора

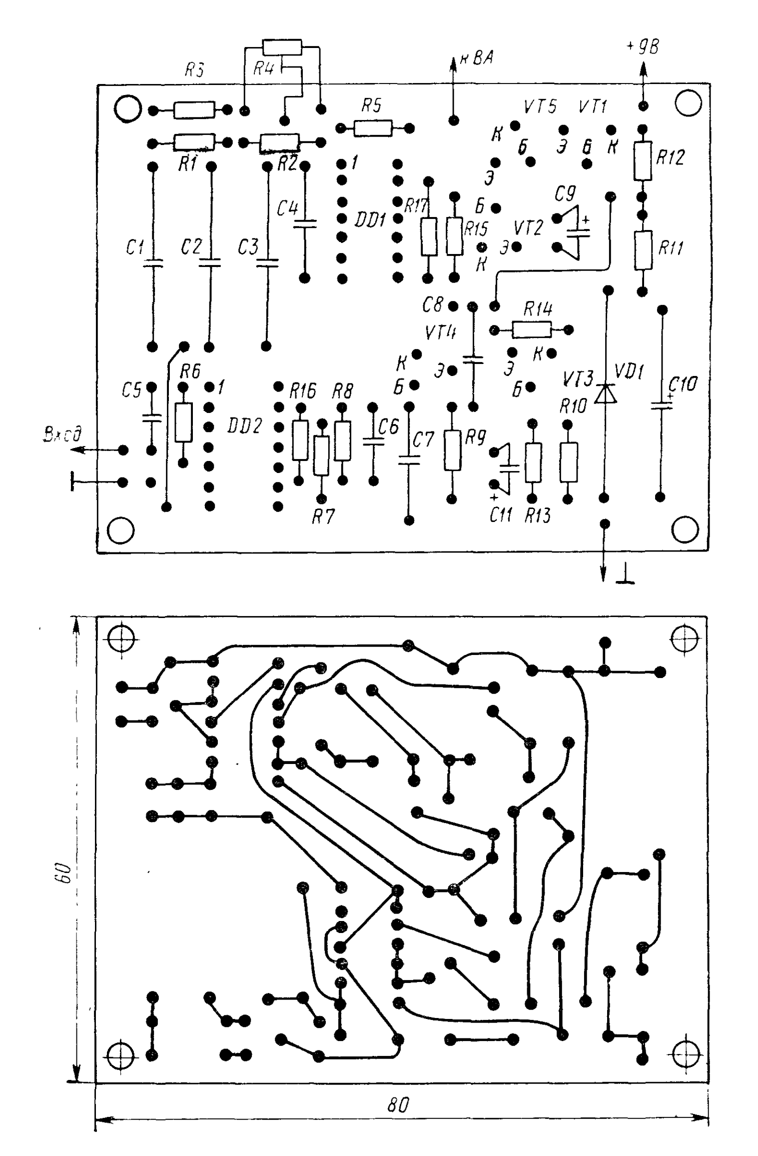


Рис. 6. Печатная плата устройства для установки средней скорости магнитной ленты

тания микросхемы DD1, поэтому напряжение питания всех элементов этой микросхемы будет также 5,0 ... 5,3 В.

Затем подключают осциллограф к выходу элемента DD1.1. Требуемая амплитуда напряжения образцового генератора (500 ... 1000 мВ) устанавливается резистором R5. Амплитуда прямоугольных импульсов на выходе DD1.2 должна быть около 5 В. Далее регулировкой R4 устанавливают частоту сигнала образцового генератора равной 3150 Гц ±0,1%.

После этого проверяют канал усиления сигнала магнитофона. При изменении напряжения входного сигнала от 20 мВ до 2 В напряжение импульсов на выходе DD2.2 не должно превышать 7...8 В. В процессе регулировки скорости протяжки магнитной ленты на выходе DD2.4 должны наблюдаться низкочастотные импульсы амплитудой 6...8 В, а на коллекторной нагрузке VT3 — импульсы с высокочастотным заполнением (3150 Гц). Прн этом головка BA должна излучать низкочастотную диссонирующую последовательность импульсов. Окончательно частоту опорного генератора устанавливают после монтажа устройства в корпус.

В необходимых случаях точность установки скорости может быть увеличена с помощью калибровки эталонной сигналограммы. Сущность этого способа, предложенного в [3], сводится к следующему. От измерительной сигналограммы по возможности точнее отмеряют отрезок ленты определенной длины; наиболее удобно выбрать $10\,V_н$ ($V_н$ — номинальная скорость ленты при записи сигналограммы). Магнитную ленту с приклеенными к ее концам ракордами устанавливают в магнитофон, воспроизводят сигналограмму и одновременно измеряют счетчиком число периодов сигнала (импульсов). Тогда реальное значение номинальной частоты $f_н$ сигнала, записанного на калибруемую ленту, численно в 10 раз меньше накопленного счетчиком числа импульсов, а скорость ленты в испытуемом магнитофоне находят в соответствии с соотношением $V_0 = V_н f_в / f_н$.

Следует заметить, что на точность рассмотренных методов измерения влияют упругие и остаточные деформации эталонной сигналограммы. При нормальных нагрузках на ленту в правильно отрегулированном ЛПМ эти деформации малы. Тем не менее при эксплуатации измерительных сигналограмм необходимо соблюдать определенную внимательность и не допускать возникновения перегрузок, приводящих к их деформации.

КАССЕТА ДЛЯ РЕГУЛИРОВКИ ЛЕНТОПРОТЯЖНОГО ТРАКТА

Основной функцией ЛПМ, непосредственно связанной с процессами записи и воспроизведения, является равномерное перемещение магнитной ленты по рабочей поверхности магнитных головок с заданной скоростью. Для стабильного прохождения ленты по лентопротяжному тракту необходимо определенное натяжение ленты, создаваемое узлами ЛПМ. Несовершенство геометрических размеров и распределения масс деталей этих узлов приводит к неодинаковому натяжению ленты, которое имеет как постоянную (статическую), так и мгновенную составляющие.

Временная нестабильность величины и пространственного положения вектора натяжения ленты в различных участках лентопротяжного тракта приводит к нежелательным явлениям, устранение которых в ЛПМ кассетных магнитофонов чрезвычайно затруднено, так как места контакта ленты с головками, прижимным роликом и ведущим валом скрыты от наблюдателя корпусом кассеты.

Можно достаточно просто усовершенствовать унифицированную кассету и сделать видимыми места контакта ленты с элементами лентопротяжного тракта. Однако для эффективного применения указанной кассеты необходимо рассмотреть основные источники нестабильного движения ленты в зоне головок.

Как указывалось, колебания натяжения ленты имеют некоторый частотный спектр, причем стандартом нормируется только среднее значение натяжения.

Колебания натяжения приводят к многим нежелательным явлениям: изменению плотности и качества перемотки, непостоянству средней и мгновенной скоростей, изменению давления ленты на магнитные головки, к различным видам перекосов и смещений ленты. Причем упомянутые явления могут порождаться одним, но чаще совокупностью элементов лентопротяжного тракта, а также могут оказаться в различной степени взаимосвязанными. Неопределенность характера этой взаимосвязи не позволяет оценивать одно из явлений по измерениям другого.

Натяжение определяет качество прижима ленты к головкам. Повышение натяжения приводит к улучшению контакта, однако при этом возрастает вероятность пластической деформации ленты за счет ее взаимодействия с направляющими элементами. Одновременно увеличивается скорость износа головок и других элементов ЛПМ, возрастают модуляционные искажения и детонация. Поэтому среднее значение натяжения выбирают компромиссным путем. Во многих случаях усилие прижима ленты к головкам в катушечных магнитофонах устанавливают с помощью специального лентоприжима в пределах 0,2 ... 0,9 Н.

Большое значение имеет правильная установка прижимного ролика. Непараллельность осей ведущего вала и прижимного ролика приводят к непостоянной деформации резины по линии контакта. Возникающие при этом силы вызывают колебания ленты в поперечном направлении. Указанный вид колебаний усиливает перекосы ленты и детонацию даже при стабильной угловой скорости ведущего вала.

Смещения и перекосы ленты в ЛПМ способствуют росту специфического для магнитофонов вида искажений — паразитной амплитудной модуляции (АМ), представляющей собой амплитудную модуляцию огибающей записываемого сигнала по случайному закону.

Субъективное восприятие паразитной АМ может быть столь значительно, что звучание магнитофона, по другим параметрам удовлетворяющего техническим условиям, оценивается как низкокачественное [4]. Преобладание в спектре паразитной АМ низкочастотных (<1 Гц) составляющих приводит к ощущаемому на слух «плаванию» громкости или чаще «выпадению» сигнала. Высокочастотная (до 10 ... 20 Гц) паразитная АМ воспринимается как амплитудное вибрато. Еще более высокочастотные составляющие — как хриплое звучание.

При настройке лентопротяжного тракта необходимо иметь в виду следующие основные механизмы возникновения паразитной АМ:

изменение неконтакта между лентой и магнитной головкой. Ввиду неидеальности их поверхности контакт происходит по поверхностям ограниченной площади и изменяется во времени, а площадь контакта зависит от натяжения ленты. Указанный механизм является во многих случаях доминирующей причиной паразитной АМ;

динамические перекосы ленты. Наличие зазоров между лентой и направляющими элементами, эксцентриситет, а также непараллельность осей ведущего вала и прижимного ролика изменяет мгновенное положение вектора скорости ленты относительно его среднего значения. При этом возникает динамическое, изменяющееся в некотором спектре частот, колебание угла между линией зазора магнитной головки и вектором скорости ленты. Динамические перекосы создают паразитную АМ в основном на высоких частотах записываемого сигнала, причем уровень модуляции этого вида увеличивается, если головка имеет погрешность установки по углу наклона;

поперечные колебания ленты. Они возникают из-за некоторого технологического зазора между краями магнитной ленты и направляющими элементами. Эти колебания могут снижаться рациональным размещением направляющих элементов ЛПМ по высоте. Необходимо также иметь в виду, что паразитная АМ, обусловленная поперечными колебаниями, усиливается при уменьшении ширины дорожки записи и может быть снижена применением отдельной головки записи, обеспечивающей дорожку записи более широкую, чем ширина дорожки воспроизведения.

Паразитная АМ может усиливаться также вследствие неправильной установки магнитных головок. Лента, перемещаясь в зоне магнитных головок, должна плавно огибать их симметрично относительно зазора. Характер касания лентой головки со стороны основы эластичных лавсановых лент в катушечных магнитофонах удовлетворительио оценивается визуально. В некоторых случаях визуальный контроль поверхности касания улучшается при использовании ленты со смытым ферромагнитным слоем. При правильном положении головки ее зазор должен располагаться в середине просматриваемой через ленту симметричной поверхности касания.

По аналогии с настройкой катушечных регулировка лентопротяжного тракта кассетных магнитофонов возможна с помощью доработанной унифицированной кассеты (рис. 7). Для этого целесообразно использовать разборные кассеты, корпуса которых собираются на винтах. Разобрав кассету, в обеих половинах ее корпуса выпиливают обозначенные пунктиром вырезы. После этого кромки опиливают мелким надфилем и тщательно очищают внутренние поверхности корпуса от опилок. Затем собирают кассету вновь. Магнитная лента, заправленная в корпус, может быть использована в дальнейшем не только для регулировки ЛПМ, но и для проведения пробных записей.

Можно рекомендовать следующий порядок использования кассеты. После ее установки в кассетоприемник необходимо убедиться, что в режиме рабочего хода лента движется равномерно без поперечных смещений, легко определяемых визуально, а останов и пуск ЛПМ не приводит к образованию петель ленты.

Смещения леиты в кассетных магнитофонах могут быть как односторонними, так и колебательными и возникают вследствие неверной установки головок, их неравномерного износа либо несоосности прижимного ролика и ведущего вала. Аккуратной регулировкой положения прижимного ролика и магнитных головок необходимо устраннть поперечные колебания ленты. Затем с помощью увеличительного стекла при усиленном освещении просматривают места контакта ленты с элементами лентопротяжного тракта. Необходимо проверить отсутствие деформаций ленты во всех указанных местах, а также убедиться в том, что головки симметрично входят в вырезы кассеты.

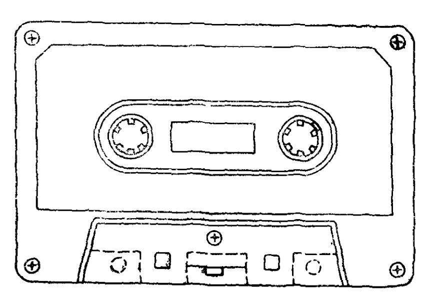


Рис. 7. Кассета для регулирования ЛПМ

Проверяется также качество лентоприжима и равномерность моментов подмотки и торможения по отсутствию ви-

димых колебаний ленты на участках около стирающей головки и между прижимным роликом и приемным узлом.

После этого устанавливают угол наклона универсальной (воспроизводящей) головки, например с помощью фазометра. При этом необходимо постоянно контролировать отсутствие перекосов ленты, так как смещения головки могут привести к появлению деформаций магнитной ленты.

В заключение отметим, что более полную информацию об уровне паразитной АМ при воспроизведении дает наблюдение сигналограммы измерительной ленты части «Д» (частота сигнала 3150 Гц) на экране осциллографа. Для минимизации паразитной АМ регулировкой элементов лентопротяжного тракта следует добиться минимальной амплитуды огибающей воспроизводимого сигнала.

ДЕТОНОМЕТР

Важнейшим условием получения неискаженной фонограммы является постоянство скорости движения носителя записи как в процессе записи, так и в процессе воспроизведения. В режиме записи значения электрического сигнала преобразуются в пространственные изменения намагниченности носителя записи. Обратное преобразование пространственных изменений намагниченности во временное изменение электрического сигнала происходит в канале воспроизведения. В магнитофонах в качестве носителя записи применяется преимущественно движущаяся магнитная лента, мгновенная скорость которой в лентопротяжном тракте по разным причинам оказывается непостоянной.

Источниками колебаний скорости являются эксцентриситет вращающихся элементов лентопротяжного тракта, колебания натяжения магнитной ленты и момента двигателей привода лентопротяжного механизма и т. д. Колебания скорости ленты характеризуются случайным законом, который можно представить совокупностью периодических и непериодических составляющих. В процессе эксплуатации магнитофона частоты и фазы этих составляющих могут изменяться. Характерно, что соотношение мощностей периодических и непериодических составляющих колебаний скорости индивидуально для различных классов и даже экземпляров магнитофонов. Принято считать, что доля периодических составляющих в магнитофонах более высоких групп сложности должна быть меньше. Это связано, в частности, с тем, что человеческий слух более чувствителен к периодическим составляющим колебаний скорости, чем к непериодическим.

Несовпадение скоростей ленты при записи и воспроизведении приводит к паразитной частотной модуляции (ЧМ) воспроизводимого сигнала. Колебания скорости ленты характеризуются очень широким спектром, составляющие которого оказывают различное влияние на качество звучания фонограммы и поэтому должны по-разному учитываться при измерениях. Многочисленными экспериментами было установлено, что ЧМ воспринимается на слух в диапазоне частот колебаний около 0,2 ... 300 Гц. Колебания скорости до частот около 3 Гц ощущаются как изменения тональности звучания, в полосе 5 ... 20 Гц прослушиваются как дребезжание. Более высокочастотные колебания подобно нелинейным искажениям сигнала производят впечатление хриплого звучания.

Слух человека наиболее восприимчив к ЧМ в диапазоне 2 ... 10 Гц. Зависимость заметности ЧМ звукового сигнала от ее частоты показана на рис. 8, откуда видно, что заметность модуляции снижается при уменьшении и увели-

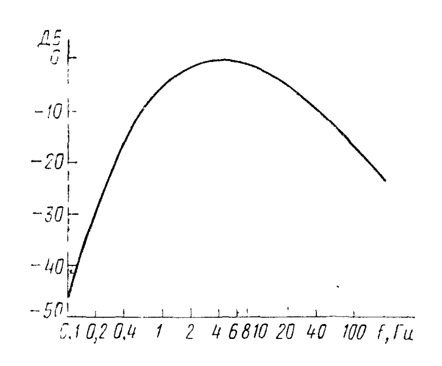


Рис. 8. Частотная характеристика субъективного восприятия детонации

чении частоты относительно 4 Гц. Поэтому для оценки субъективного воздействия паразитной ЧМ в тракт измерения необходимо вводить взвешивающий фильтр, частотная характеристика которого совпадает с приведенной на рис. 8.

Коэффициент паразитной ЧМ, измеренный при условии оценки, соответствующей субъективному восприятию этой модуляции, называют коэффициентом детонации. Измерения коэффициента детонации, проводимые, как правило, на частоте 3150 Гц, позволяют сопоставить различные магнитофоны по величине субъективно воспринимаемых частотных искажений, вносимых лентопротяжным трактом. Контроль коэффициента детонации способствует также эффективному выявлению источников наиболее «опасной» с точки зрения снижения качества звучания детонации, спектральные составляющие которых находятся в пределах 2 ... 10 Гц.

Порог слышимости детонации зависит от характера записанной фонограммы и составляет 0,1 ... 0,15%. Действующим стандартом [1] нормируются значения коэффициента детонации не более ±0,1% для магнитофонов нулевой группы и до ±0,4 — для четвертой группы сложности. Знак «±» учитывает, что для измерения уровня детонации используется квазипиковое значение колебаний скорости, поскольку к ним слух более чувствителен, чем к эффективным или средним значениям.

Рассмотренные особенности измерений колебаний скорости ленты учитывались при разработке описываемого здесь детонометра.

Структурная схема детонометра представлена на рис. 9. В приборе использован метод измерения детонации, основанный на определении паразитной ЧМ гармонического сигнала в процессе его воспроизведения на испытуемом магнитофоне.

Сигнал с выхода магнитофона поступает на входной полосовой фильтр Z1, подавляющий низкочастотные наводки и высокочастотные помехи, вызывающие дополнительную погрешность измерения. Влияние паразитной АМ сигнала минимизируется усилителем-ограничителем U1. Сигнал на его выходе имеет форму меандра, амплитуда и крутизна фронтов которого практически не зависят от уровня входного напряжения. Этим сигналом запускается одновибратор D1,

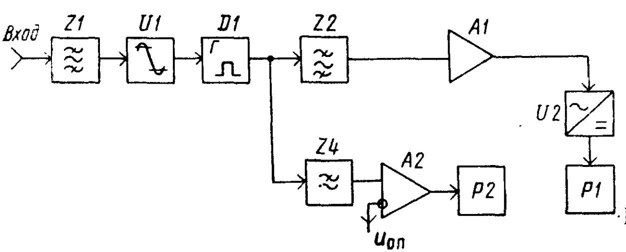


Рис. 9. Структурная схема детонометра

формирующий прямоугольные импульсы с постоянной амплитудой и длительностью.

Паразитная ЧМ приводит к временным колебаниям периода входного сигнала. Поэтому скважность импульсной последовательности одновибратора оказывается зависимой от глубины ЧМ. В свою очередь изменение скважности импульсов со стабильной формой вызывает изменение постоянной составляющей пропорционально глубине ЧМ.

Для выделения сигнала, характеризующего колебания скорости ленты, используется фильтр Z2, имеющий полосу пропускания 0,2 ... 200 Гц, а для выделения составляющей дрейфа — фильтр нижних частот Z4 с частотой среза около 0,2 Гц. После усиления в усилителе A1 сигнал в канале измерения колебаний скорости выпрямляется квазипиковым детектором U2, на выходе которого включен стрелочный индикатор P1.

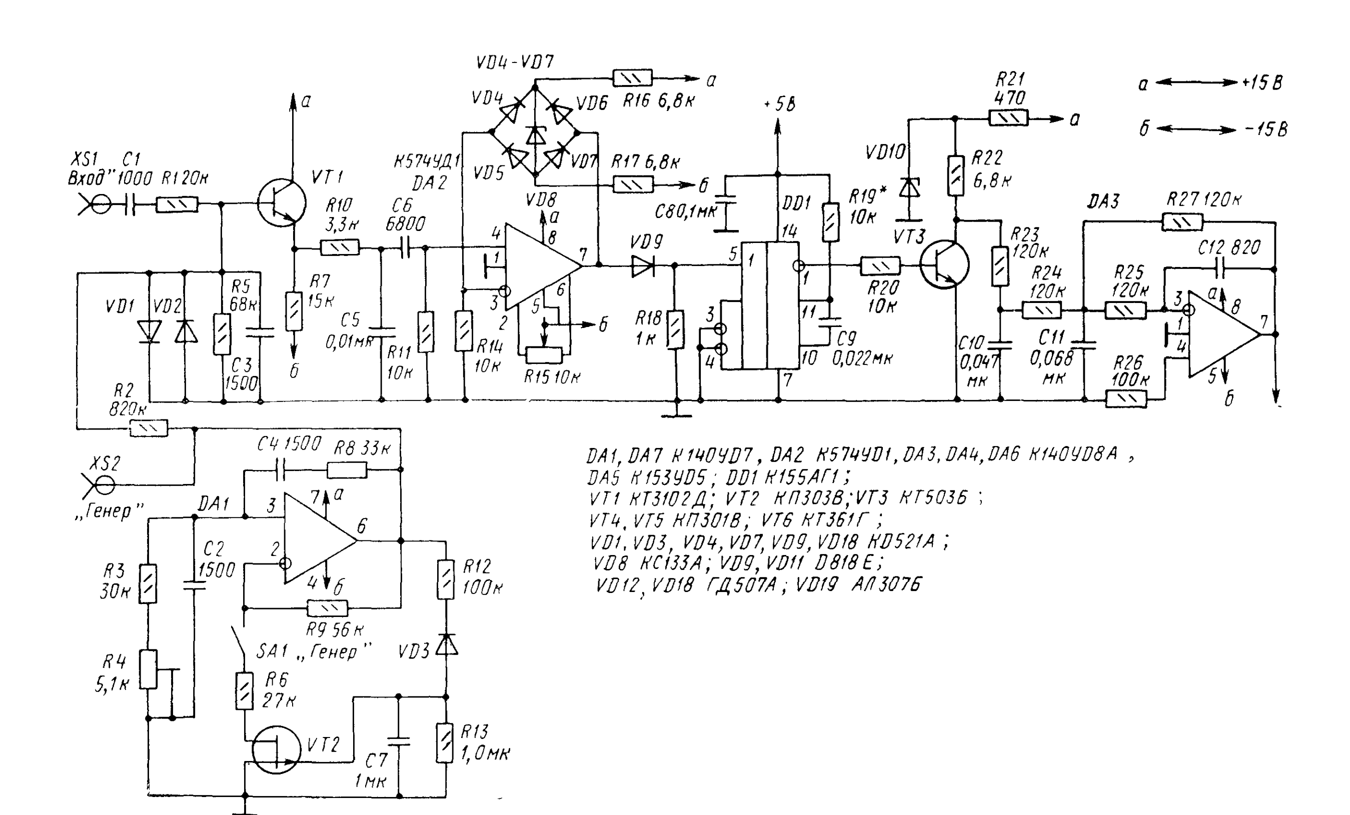
В канале измерения дрейфа выходной сигнал фильтра Z4 сравнивается с помощью дифференциального усилителя A2 с опорным напряжением $u_{оп}$. Индикатор P2 указывает степень разбаланса указанных напряжений. Тем самым производится измерение медленных отклонений скорости ленты от номинального значения.

Основные технические характеристики:

Диапазон входных напряжений, В	0,05...30
Входное сопротивление, кОм	80
Частота измерительного сигнала, Гц	3150
Пределы измерения коэффициентов колебаний скорости и детонации, %	0,02...3 (верхние пределы 0,1; 0,3; 1,0; 3,0)
Пределы измерения дрейфа скорости, % . .	0,5...5,0
Приведенная погрешность измерений, %, не более	6
Выходное напряжение генератора измерительного сигнала, В	1,0
Относительная нестабильность частоты генератора измерительного сигнала за 30 мин, %, не более	0,02

Принципиальная схема детонометра представлена на рис. 10. Измерительный сигнал подается с разъема XS1 «Вход» на эмиттерный повторитель (транзистор VT1). В базовую цепь транзистора включен полосовой фильтр (R1, R5, C1, C3) и диодно-резисторный ограничитель напряжения (VD1, VD2, R1), защищающий входной и последующие усилительные каскады от перегрузок. Сигнал с выхода эмиттерного повторителя поступает на второй полосовой фильтр (R10, R11, C5, C6). Максимум совместной АЧХ фильтров близок к частоте измерительного сигнала (3150 Гц). Подавление низкочастотных наводок и высокочастотных помех за пределами полосы прозрачности фильтров повышает помехозащищенность детонометра.

Отфильтрованный сигнал подается на двусторонний усилитель-ограничитель, выполненный на ОУ DA2. В цепь отрицательной обратной связи ОУ DA2 включен диодный мост VD4—VD7 с низковольтным стабилитроном VD8, рабочая точка которого смещена в область лавинного пробоя током, задаваемым резисторами R16, R17. За счет этого при выходных напряжениях, не превышающих напряжения пробоя, коэффициент усиления и скорость нарастания ОУ DA2 близки к максимальным. Если выходное напряжение становится сопоста-



XS1 „Вход"
C1 1000
R1 20к
VT1
R5 68к
C3 1500
R7 15к
VD1
VD2
R2 820к
R10 3,3к
C6 6800
К574УД1 DA2
C5 0,01мк
R11 10к
R14 10к
R15 10к
VD4-VD7
VD4
VD5
VD6
VD7
VD8
R16 6,8к
R17 6,8к
VD9
R18 1к
+5В
C8 0,1мк
DD1
R19* 10к
R20 10к
C9 0,022мк
VD10
R21 470
R22 6,8к
VT3
R23 120к
R24 120к
C10 0,047 мк
C11 0,068 мк
DA3
R27 120к
R25 120к
C12 820
R26 100к
а ← → +15 В
б ← → −15 В
XS2 „Генер"
DA1
C4 1500
R8 33к
R9 56к
C2 1500
R3 30к
R4 5,1к
SA1 „Генер"
R6 27к
VT2
C7 1мк
R12 100к
VD3
R13 1,0мк
DA1, DA7 К140УД7, DA2 К574УД1, DA3, DA4, DA6 К140УД8А,
DA5 К153УД5; DD1 К155АГ1;
VT1 КТ3102Д; VT2 КП303В; VT3 КТ503Б;
VT4, VT5 КП301В; VT6 КТ361Г;
VD1, VD3, VD4, VD7, VD9, VD18 КД521А;
VD8 КС133А; VD9, VD11 Д818Е;
VD12, VD18 ГД507А; VD19 АЛ307Б

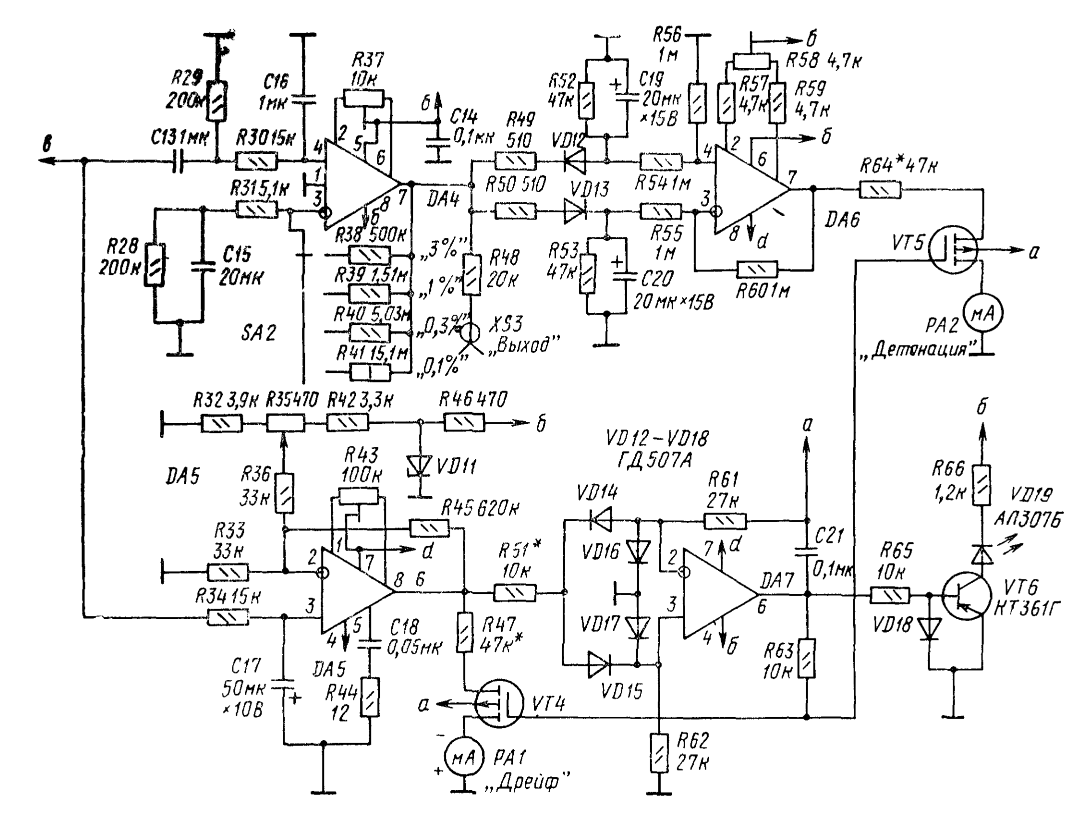


Рис. 10. Принципиальная схема детонометра

вимым или бо́льшим напряжения пробоя, замыкается цепь отрицательной обратной связи, ограничивающая коэффициент передачи ОУ.

Положительные импульсы полученной импульсной последовательности выделяются на резисторе R18. Фронтом этих импульсов запускается одновибратор DD1, формирующий положительные импульсы с постоянной длительностью. Значения резистора R19 и хронирующей емкости конденсатора C9 выбраны таким образом, что скважность импульсной последовательности одновибратора близка к двум.

Эти импульсы поступают на ключевой каскад (транзистор VT3), напряжение питания на который подается от параметрического стабилизатора R21, VD10. Основное назначение указанного каскада — усиление и формирование импульсов со стабильной амплитудой.

Фильтр нижних частот третьего порядка, выделяющий сигнал, амплитуда которого пропорциональна паразитной ЧМ входного сигнала, собран на ОУ DA3. Частота среза фильтра около 200 Гц, коэффициент передачи равен 0,5, а подавление на частоте измерительного сигнала (3150 Гц) — не менее 80 дБ.

Полученный сигнал поступает одновременно в каналы измерения детонации и дрейфа. На входе канала измерения дрейфа включен пассивный фильтр нижних частот R34, C17 с частотой среза около 0,2 Гц. Сигнал на выходе фильтра содержит медленно меняющуюся составляющую, пропорциональную средней скорости магнитной ленты. Указанный сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ DA5, инвертирующий вход которого подключен к регулируемому источнику напряжения (R32, R35, R42, R46, VD11).

Если скорость ленты равна номинальной, а напряжение на инвертирующем входе ОУ DA5 установлено равным среднему значению выходного напряжения фильтра, отклонение выходного напряжения ОУ DA5 от напряжения нуля в ту или иную сторону свидетельствует о соответствующем дрейфе скорости ленты.

Чувствительность прибора по каналу дрейфа определяется коэффициентом усиления ОУ DA5 и может корректироваться с помощью резистора R45. Сигнал с выхода DA5 подается через резистор R47 и сопротивление канала транзистора VT4 на измерительную головку PA1, а также на вход двухпорогового компаратора на ОУ DA7.

Уровни порогов срабатывания компаратора задаются диодами VD16, VD17, прямо смещенными с помощью резисторов R61, R62. Если отклонение скорости магнитной ленты не превышает пределов измерения дрейфа (±5%), то диоды VD16, VD17 остаются открытыми, а выходное напряжение ОУ DA7 — отрицательным. Вытекающим базовым током открывается транзистор VT6, возникающее при этом свечение светодиода VD19 указывает на нормальный режим измерения. Отрицательным напряжением открываются также полевые транзисторы VT4, VT5, замыкая цепи измерительных головок PA1, PA2.

Отклонение скорости ленты, выходящее за заданные пределы, приводит к перераспределению токов во входных цепях компаратора, вызывающему запирание диода VD16 или VD17. В любом из этих случаев на выходе ОУ DA7 появляется напряжение высокого уровня, запирающее ключ на транзисторе VT6 в цепи светодиода, а также транзисторы VT4, VT5, коммутирующие измерительные головки. Тем самым обеспечивается защита измерительных головок P1, P2 от возможных перегрузок.

На входе канала измерения детонации включен полосовой пассивный

фильтр (R29, C14, R30, C16, R28, C15), АЧХ которого близка к характеристике субъективного восприятия детонацнн (см. рис. 8).

На ОУ DA4 в неинвертирующем включении выполнен масштабный усилитель. Коэффициент передачи этого усилителя, устанавливаемый переключателем SA2, определяет пределы измерения детонации. С выхода ОУ DA4 сигнал, характеризующий колебания скорости ленты, подается на разъем XS3 «Выход», к которому могут подключаться измерительные приборы для визуального контроля и анализа спектра колебаний скорости. Этот же сигнал поступает на двухполупериодный квазипиковый вольтметр, выполненный на основе ОУ DA6. Выпрямленные напряжения выделяются на резисторах R52, R53 и поступают на входы дифференциального усилителя с коэффициентом передачи, близким к единице. Выходной ток ОУ протекает по цепи: резистор R64, канал полевого транзистора VT5, измерительная головка PA2.

Генератор синусоидального напряжения с частотой 3150 Гц выполнен на ОУ DA1, в цепи положительной обратной связи которого включен полосовой RC-фильтр (R3, R4, R8, C2, C4). Стабилизация выходного напряжения осуществляется с помощью управляемого аттенюатора, образованного резисторами R6, R9 и сопротивлением канала полевого транзистора VT2. Точная установка частоты генерации осуществляется подстроечным резистором R4. При разомкнутых контактах переключателя SA1 в ОУ DA1 вводится 100%-ная отрицательная обратная связь, срывающая колебания генератора. При включении переключателя SA1 возникают автоколебания, поступающие на разъем XS2 «Генератор» и на вход детонометра. Указанный сигнал может быть использован для калибровки канала дрейфа прибора, а также записи измерительной сигналограммы.

Конструкция и детали. В устройстве использованы постоянные резисторы МЛТ 0,25 с допускаемым отклонением от номинала ±5, ±10%. Сопротивления резисторов R24, R27, R31, R38—R41 необходимо подобрать с точностью 1 ... 2%. Подстроечные резисторы R4, R15, R37, R43, R57 типа СП3-22а могут заменяться на СП3-44, СП0-0,15.

Конденсаторы C2, C4 должны иметь малый температурный коэффициент емкости (КСО-3, СГМ). Конденсаторы C10—C13, C15, C16 — типов К73, К76 с номиналами, отличающимися от указанных на схеме не более чем на ±5%. Остальные конденсаторы — типов КМ5, КМ6. Оксидные конденсаторы К50-6 могут заменяться на К50-3, К50-16.

Полупроводниковые диоды VD1—VD4, VD9, VD18 могут быть заменены диодами серий КД522, КД509, КД510, VD12—VD16 — диодами Д311, Д312. Стабилитроны VD10, VD11 (Д818Е) допустимо заменять любыми из этой серии. Светодиод VD19 (АЛ307) — (зеленого цвета свечения) можно заменить на АЛ310. Вместо указанных на схеме можно использовать транзисторы серий КТ315, КТ342 (VT1, VT3), КТ361 (VT6). Коэффициент передачи тока базы транзистора VT1 должен составлять 150 ... 300, транзисторов VT3, VT6 — 50 ... 150. Полевой транзистор VT2 допустимо заменить на КП302 с напряжением отсечки, составляющим 1 ... 3 В, а транзисторы VT4, VT5 — на КП301А,Б.

Операционный усилитель К574 УД1А можно заменить на К544УД2, в качестве DA1, DA7, DA5 можно использовать К140УД6, а в качестве DA3, DA4, DA6 — К544 УД1А.

Переключатель SA1 — кнопочный типа П2К, в качестве SA2 можно использовать галетный переключатель типа ПГ3 либо любой другой. В приборе

применены измерительные головки типов М1690А (PA2) с током полного отклонения 100 мкА и М592 (PA1) с током полного отклонения 100 мкА и нулем посередине шкалы. Измерительные головки можно заменять другими, с током полного отклонения 50 ... 200 мкА. При этом, однако, потребуется корректировка сопротивлений резисторов R47, R64 в соответствии с методикой налаживания, изложенной далее.

Детонометр подключается к любому стабилизированному источнику напряжения ±15 В и —5 В, имеющему пульсации не более 1 мВ. Потребляемый прибором ток от источников питания не превышает 40 мА (±15 В) и 50 мА (5 В). Элементы детонометра смонтированы на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размерами 155×90 мм (рис. 11), помещенной в электростатический экран соответствующих размеров. Перемычки на рисунке обозначены сплошными линиями и устанавливаются со стороны радиоэлементов.

Налаживание детонометра начинают с проверки правильности монтажа и напряжений на выходах стабилизированного источника напряжения. После этого переходят к покаскадному контролю работоспособности детонометра. На вход XS1 подают синусоидальный сигнал частотой 3150 Гц и амплитудой около 1 В. Убедившись в прохождении сигнала на неинвертирующий вход ОУ DA2, проверяют подавление низкочастотных и высокочастотных сигналов входными полосовыми фильтрами. На частотах 50 Гц и 15 кГц затухание сигнала должно составлять около 40 и 12 дБ соответственно.

Балансировкой ОУ DA2 устанавливают выходное напряжение усилителя в пределах 0,2 ... 0,5 В. Такое смещение ОУ практически не оказывает влияния на качество ограничения, но снижает ток, потребляемый ОУ DA2 в режиме отсутствия измерительного сигнала.

Для контроля выходного сигнала усилителя-ограничителя на ОУ К574УД1 следует применять осциллограф, входная емкость щупа которого не превышает 15 ... 25 пФ. Допустимо подключать обычный осциллограф через резистор сопротивлением 2 ... 5 кОм. В случае несоблюдения этих требований возможно самовозбуждение ОУ. В диапазоне амплитуд входных сигналов 0,05 ... 30 В на выходе ОУ DA2 должны наблюдаться прямоугольные импульсы с крутыми фронтами и скважностью, равной двум. Возникновение несимметричности ограничения может быть связано с неисправностью одного из диодов VD4—VD7.

Амплитуда положительных импульсов на резисторе R18 должна составлять 3,7 ... 4,2 В, а на выходе одновибратора DD1 — около 3,5 ... 4,0 В. Подстройкой резистора R19 необходимо установить скважность выходных импульсов одновибратора, равную двум.

Для получения указанной точности детонометра параметры импульсов на выходе ключевого каскада на транзисторе VT3 должны иметь вполне определенные, стабильные значения. Благодаря использованию прецизионного стабилитрона VD10 (Д818Е), амплитуда указанных импульсов равна 8,6±0,3 В. В случае применения стабилитронов других типов потребуется их индивидуальный подбор с целью получения указанного значения амплитуды.

Наиболее просто интегральная оценка формы импульсной последовательности производится вольтметром постоянного напряжения с высокоомным входом, подключенным к коллектору VT3. При частоте гармонического сигнала, равной 3150 Гц, среднее значение напряжения в этой точке должно составлять 4,5 В. В противном случае может потребоваться коррекция длительности импульсов подбором сопротивления резистора R19.

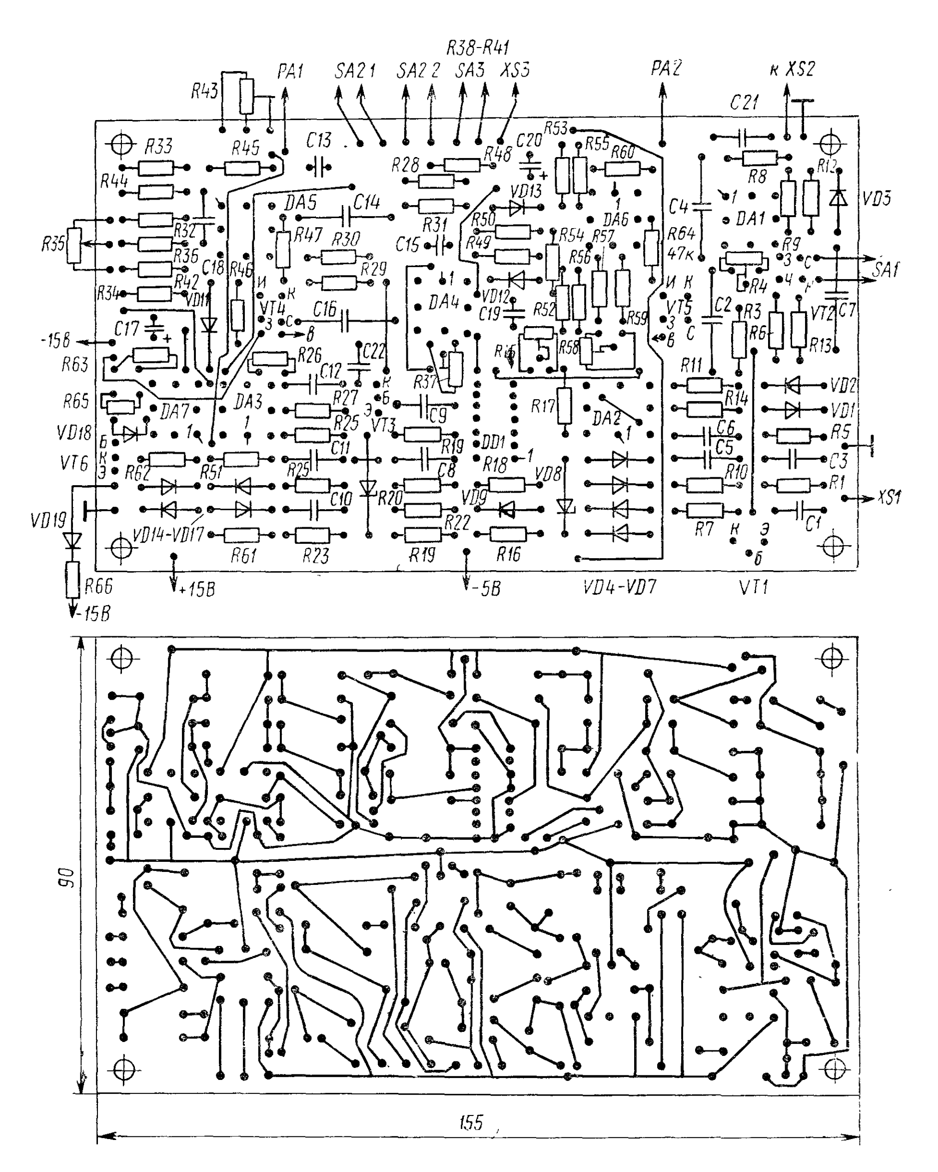


Рис. 11. Печатная плата детонометра

Правильно собранный фильтр нижних частот (ОУ DA3) в настройке не нуждается. Проверка его работоспособности заключается лишь в контроле постоянного выходного напряжения фильтра, значение которого должно быть равно — 2,25 В. После этого переключатель SA2 устанавливают на наиболее чувствительный предел измерения (0,1 %) и балансируют ОУ DA4. Для калибровки двухполупериодного выпрямителя на основе ОУ DA6 временно выпаивают левые (по схеме) выводы резисторов R49, R50, а точку их соединения под-

ключают к регулируемому источнику постоянного напряжения ±10 В. Изменению напряжения от 0 до ±8 В должно соответствовать пропорциональное увеличение напряжения на выходе ОУ DA6 до 4,5 В и угловое перемещение стрелки измерительной головки PA2 до крайней отметки шкалы. Корректировка чувствительности вольтметра проводится резистором R64.

Канал измерения дрейфа калибруют следующим образом. На вход прибора подают синусоидальный сигнал с частотой 3150 Гц±0,1%. Установив резистор R35 в среднее положение, соответствующее отсутствию смещения средней скорости, балансировочным резистором R43 устанавливают стрелку индикатора PA1 в нулевое положение. Затем изменяют частоту сигнала на ±5% относительно 3150 Гц и подбором резистора R47 добиваются отклонения стрелки до конечной отметки шкалы. Далее необходимо убедиться, что крайним положениям движка резистора R35 соответствует девиация частоты ±5%. При этом выходное напряжение ОУ DA5 должно составлять ±4 В. Если это не так, чувствительность канала измерения дрейфа корректируют подбором сопротивления резистора R45, изменяющего усиление ОУ DA5.

После этого необходимо установить порог срабатывания компаратора на ОУ DA7 на уровне ±(4,5...5,0) В. Для этого частоту сигнала увеличивают за указанные выше пределы. Установив на выходе ОУ DA5 напряжение около 4,7 В, изменяют сопротивление резистора R51 до появления скачков выходного напряжения ОУ DA7. Затем плавно понижают частоту сигнала. Значение модуля отрицательного порога компаратора не должно отличаться от положительного более чем на ±0,2 В. В противном случае потребуется подбор пары диодов VD16, VD17 по прямому сопротивлению.

Транзисторные ключи на транзисторах VT4, VT5 и VT6 при правильном монтаже в налаживании не нуждаются. Ввиду значительного индивидуального разброса люкс-амперных характеристик светодиодов для получения достаточной яркости свечения VD19 может потребоваться подбор сопротивления резистора R66.

Для налаживания встроенного генератора на ОУ DA1 переключатель SA1 переводится в состояние «Включено». Амплитуда генерируемого напряжения должна составлять 0,8...1,2 В. Если значение амплитуды существенно отличается от указанной, следует подобрать сопротивление резистора R9. Частота колебаний устанавливается резистором R4 с помощью цифрового частотомера. Отклонение частоты от номинальной (3150 Гц) не должно превышать ±0,1%.

В заключение следует заметить, что детонометр может обеспечить более низкую погрешность измерения коэффициента детонации. Однако для этого следует провести калибровку канала измерения детонации с помощью генератора звуковых частот с частотной модуляцией типа Г3-103. Можно также воспользоваться калибратором и методикой его применения, описанными в [5].

Проведение измерений. Измерения коэффициента детонации проводят как в процессе регулировки ЛПМ, так и в завершающей стадии испытания магнитофона. Во всех случаях необходимо исключить возможность повреждения измерительной ленты; магнитные головки должны быть правильно установлены во всех плоскостях. Несоблюдение последнего требования увеличивает различные виды колебаний магнитной ленты. Измерения проводят для всех номинальных скоростей магнитофона в начале и конце катушки или кассеты. За коэффициент детонации принимается наибольшее из полученных значений.

Из всех возможных способов измерений можно рекомендовать два, нормированных действующим стандартом [1].

Первый, наиболее простой способ заключается в воспроизведении на испытуемом магнитофоне измерительной сигналограммы с частотой 3150 Гц для проверки детонации. Этот способ получил наибольшее распространение, наименее трудоемок и применим для испытаний магнитофонов, коэффициент детонации которых, по крайней мере, втрое больше собственной детонации измерительной ленты. Уровень детонации современных измерительных лент составляет 0,05 ... 0,1%, поэтому рассматриваемый способ пригоден для испытания магнитофонов, имеющих коэффициент детонации, превышающий 0,15 ... 0,2%.

Второй способ используют при отсутствии измерительной ленты или необходимости измерения коэффициента детонации, меньшем или близким к уровню детонации имеющейся в наличии измерительной сигналограммы. Необходимость в применении этого способа возникает, как правило, при испытании высококачественных магнитофонов 0-й и 1-й групп сложности.

Измерения проводят, записывая на испытуемом магнитофоне синусоидальный или прямоугольный сигнал с частотой 3150 Гц и воспроизводя его на том же магнитофоне. При этом сигнал подвергается частотной модуляции как в режиме записи, так и в режиме воспроизведения. Вследствие случайного соотношения фаз периодических составляющих колебаний скорости ленты в этих режимах результат сложения колебаний может отличаться от истинного как в большую, так и в меньшую стороны. Степень отклонения зависит также от доли периодических и случайных составляющих в спектре колебаний скорости. Поэтому в рассматриваемом способе требуется усреднение измерений.

Многочисленными экспериментами было установлено, что наиболее достоверному результату соответствует среднеарифметическое значение результатов пятикратных измерений коэффициента детонации в режиме воспроизведения одного и того же фрагмента записи.

Используемая для измерений магнитная лента не должна иметь выраженных дефектов, например в виде осыпания рабочего слоя, перегибов или мест склеек. Эти дефекты приводят к глубоким колебаниям среднего значения сигнала на выходе одновибратора и резкому изменению показаний прибора. Особое внимание следует обратить на качество ленты при испытании аппаратов высших групп сложности. При измерении коэффициента детонации в режиме записи и воспроизведения уровень записи сигнала устанавливается близким к номинальному. Нелинейные искажения трактов записи и воспроизведения практически не вносят дополнительной погрешности в оценку коэффициента детонации.

Основные источники колебаний скорости ленты можно определить сопоставлением спектра детонации с частотами вращения механических узлов ЛПМ. Для этого необходимо вначале рассчитать или экспериментально измерить периоды вращения деталей кинематической схемы. Затем, подавая сигнал с выхода детонометра на осциллограф с открытым входом, с помощью масштабной сетки определить периоды наиболее интенсивных составляющих в спектре сигнала и идентифицировать соответствующие им элементы ЛПМ. Более эффективные способы спектрального анализа инфразвуковых сигналов изложены в [6]. Сопоставление периодов вращения элементов ЛПМ с периодами частотных составляющих электрического сигнала позволяет определить основные источники детонации.

Причиной самых высокочастотных составляющих спектра детонации с периодом менее 0,1 с являются, как правило, биения промежуточных роликов и насадки ведущего двигателя. Колебания с периодом 0,1 ... 0,3 с вызываются, как правило, ведущим валом, с периодом 0,2 ... 1,0 с — прижимным роликом, а более 0,5 с — приемно-передающими узлами. В случае необходимости снижения уровня детонации ЛПМ можно воспользоваться рекомендациями, приведенными, например, в работе [7]

УСТРОЙСТВА ДЛЯ НАСТРОЙКИ КАНАЛОВ ЗАПИСИ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

КАССЕТА — ДАТЧИК СИГНАЛА

Существенной частью электрических испытаний усилителя воспроизведения являются оценка общей работоспособности, измерение АЧХ и коэффициента гармоник. Наиболее достоверные измерения этих характеристик соответствуют реальным условиям работы магнитофона, когда в качестве источника сигнала используется движущаяся измерительная лента.

Однако для настройки макета усилителя воспроизведения, не вмонтированного в корпус магнитофона, а также в процессе его ремонта необходим источник сигнала, работоспособность которого не связана с ЛПМ. При этом снимаются ограничения, обусловленные малой продолжительностью сигналограмм специальных измерительных лент и их износом. Сопоставление известных способов подачи входного напряжения на усилитель воспроизведения показывает, что приемлемым способом, не требующим разрывов и подключений во входных цепях усилителя и удовлетворительно имитирующим реальные условия, является индукционное наведение электродвижущей силы (ЭДС) в воспроизводящей головке магнитофона.

На рис. 12 представлена схема индукционной подачи сигнала в головку воспроизведения (упрощенная низкочастотная эквивалентная схема отмечена штриховой линией). Гармонический сигнал подается от генератора в катушку индуктивности L, с активным сопротивлением $r_к$, индуктивно связанную с головкой воспроизведения. Индуцируемая ЭДС прикладывается ко входной цепи усилителя воспроизведения, имеющей входную емкость $C_{вх}$ и активное сопротивление $R_{вх}$. Преимуществом схемы является также и то, что напряжение, прикладываемое ко входу усилителя, зависит, как и в реальных условиях, от частотных потерь в головке, от межвитковой и входной емкостей $C_г$, $C_{вх}$. Это позволяет применять рассматриваемый способ к головкам, имеющим различные резонансные частоты.

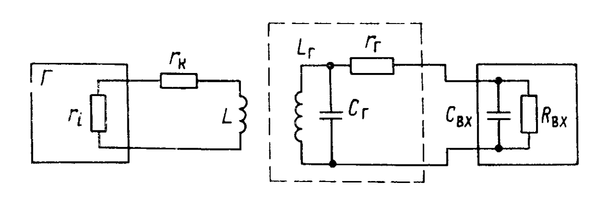


Рис. 12. Схема индукционной подачи сигнала в головку воспроизведения

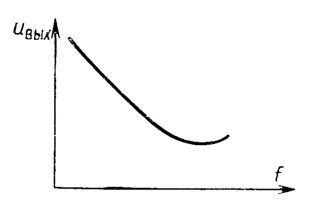


Рис. 13. Форма АЧХ для режима источника напряжения

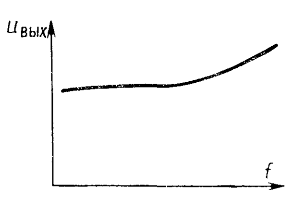


Рис. 14. Форма АЧХ для режима источника тока

В зависимости от соотношения суммарного сопротивления $R=r_i+r_к$ и модуля сопротивления катушки индуктивности на рабочей частоте возможны два режима работы устройства: режим источника напряжения и режим источника тока.

В режиме источника напряжения $(r_i+r_к) \ll \omega L$. В этом случае при $u_г = \text{const}$ наводимая ЭДС не зависит от частоты, а частотная характеристика имеет вид, приведенный на рис. 13. Существенным недостатком режима источника напряжения является, во-первых, необходимость обеспечения весьма низких (порядка долей ома) активного сопротивления катушки индуктивности и выходного сопротивления генератора, во-вторых, значительный динамический диапазон изменения выходного сигнала (рис. 13).

В режиме источника тока $(r_i+r_к) \gg \omega L$. Этот режим легко реализуется введением последовательно с $r_к$ добавочного резистора, сопротивление которого на порядок больше полного сопротивления катушки на верхней рабочей частоте. В этом случае питаемая стабилизированным током катушка, создавая постоянное электромагнитное поле, индуцирует в головке ЭДС, растущую при увеличении частоты с крутизной 6 дБ на октаву (рис. 14). Достоинства режима источника тока, обусловленные простотой его реализации и использования, делают его более предпочтительным. Этот режим может быть использован при настройке как катушечных, так и кассетных магнитофонов. В последнем случае катушка индуктивности 1 выполняется без сердечника и закрепляется на стандартном лентоприжиме 2 унифицированной кассеты (рис. 15).

Каркас катушки изготавливают из любого достаточно прочного листового диэлектрика толщиной 0,4 ... 0,6 мм, например текстолита. На каркас наматывают 100 ... 120 витков провода ПЭВ-0,05. Для защиты провода от повреждений катушку 2—3 раза покрывают жидким нитролаком. Лентоприжим вынимают из корпуса кассеты, фетровую подушку аккуратно срезают бритвой, а на ее место через изолирующую прямоугольную прокладку толщиной 0,6 ... ... 0,8 мм со смещением в сторону зазора головки (рис. 15) наклеивают катушку индуктивности. После этого в корпусе кассеты, из которой извлечена лента, закрепляют лентоприжим. При этом необходимо обратить особое внимание на жест-

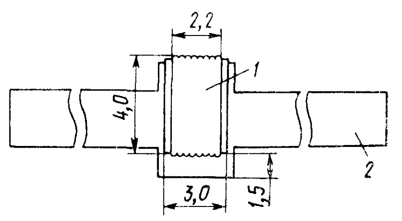


Рис. 15. Размещение катушки индуктивности на лентоприжиме доработанной унифицированной кассеты

кость его крепления, так как вибрации и смещения приведут к ошибкам, обусловленным изменением уровня индуцируемого сигнала.

В ферромагнитном экране за лентоприжимом высверливается отверстие диаметром 1,5 ... 2,0 мм, острые кромки которого тщательно зашкуриваются и покрываются нитролаком. В это отверстие пропускаются выводы катушки индуктивности и закрепляются клеем на одной из половин корпуса кассеты. К этой же половине изнутри приклеивается добавочный резистор сопротивлением 1 ... 1,5 кОм, к которому припаивается один из выводов катушки.

Выводы кассеты-датчика изготавливают из мягкого двужильного провода (например, от миниатюрных телефонов ТМ-2), к концам которых припаивается разъем для подключения к генератору звуковых частот. Требуемая для нормальной работы кассеты амплитуда сигнала генератора составляет 0,5 ... 1,0 В.

Несмотря на ряд достоинств, рассмотренная кассета-датчик, как и другие способы подачи сигнала на головку, не вполне точно имитирует реальные условия воспроизведения сигналограммы с магнитной ленты. Это обусловлено рядом причин: наличием некоторой емкостной связи между катушкой и магнитной головкой, невозможностью учета волновых процессов в зоне контакта и т. д. Поэтому измеренная рассмотренным способом АЧХ несколько отличается от полученной с помощью измерительной ленты (см. рис. 14).

Это обстоятельство несущественно, если кассета-датчик используется для поиска отказов в электрических схемах или определения резонансной частоты магнитной головки совместно с емкостью входного каскада усилителя. Если необходимо оценить степень отклонения частотной характеристики настраиваемого аппарата от требуемой, достаточно измерить с помощью датчика частотную характеристику канала воспроизведения правильно отрегулированного «образцового» магнитофона. Эту характеристику в дальнейшем используют как эталон для сравнения с результатами измерений настраиваемых усилителей.

В заключение отметим, что кассета-датчик может использоваться также для измерения уровня ограничения усилителя воспроизведения и его коэффициента гармоник на средних частотах.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Одним из основных измерительных приборов, необходимых для настройки практически всех узлов магнитофона, является генератор сигнала. Традиционно в практике радиолюбителей, занимающихся конструированием и усовершенствованием магнитофонов, таким генератором является генератор синусоидального сигнала звуковых частот.

Стабильность амплитуды генераторов синусоидального сигнала по частотному диапазону достаточно высока. Однако уровень гармоник далеко не всегда удовлетворяет современным требованиям. Суммарный коэффициент гармоник сигнала, воспроизводимого магнитофоном, обусловлен, в основном, нелинейностью магнитной ленты. Спектр гармоник ленты содержит при сравнительно невысоких уровнях намагниченности только третью гармонику. Коэффициенты гармоник других узлов магнитофона несколько ниже, а спектр гармоник более насыщен. Известно, что по мере насыщения спектра высшими составляющими субъективное восприятие искажений усиливается. Поэтому коэффициенты гармоник ряда узлов (например, усилителя мощности) не должны превышать 0,05 ... 0,1% [8]. Из этого следует, что для достоверного измерения столь ма-

лых величин уровень гармоник генератора сигнала должен быть ниже 0,02... ...0,03%.

Вместе с тем развитие методик измерения характеристик современных магнитофонов и введение в их состав нетрадиционных для аппаратуры магнитной записи узлов цифровой обработки сигнала изменило требования к форме сигналов генераторов. В настоящее время все большее распространение получают магнитофоны с электронно-логическими цифровыми системами управления, развитой электронной коммутацией и высокой степенью автоматизации ЛПМ.

Для контроля и настройки логических устройств необходимы импульсные сигналы. Наиболее распространенной и в то же время простой в реализации формой такого сигнала являются прямоугольные импульсы. Использование генераторов прямоугольных импульсов с регулируемой амплитудой и длительностью достаточно для настройки большинства цифровых узлов магнитофонов. Анализ прохождения импульсного сигнала полезен и при настройке аналоговых устройств, поскольку позволяет оценить переходные и динамические искажения, а также может быть использован для экспресс-оценки полосы пропускания усилителей.

Для снижения объема работ по изготовлению генераторов обоих типов целесообразно объединить их в единую конструкцию. При этом часть узлов оказываются совместными, а выходные сигналы — синхронизированными.

Такие генераторы принято называть функциональными. Однако в сравнении с широко распространенными генераторами, выполненными на основе сравнения линейно-изменяющегося напряжения с пороговым напряжением в компараторе, описываемый далее функциональный генератор имеет следующие преимущества: возможность широкодиапазонной регулировки амплитуды и длительности, а также установки произвольной полярности формируемых импульсов. Уровень нелинейных искажений синусоидального сигнала в этом функциональном генераторе более чем на порядок ниже, чем у большинства типовых функциональных генераторов.

Структурная схема функционального генератора состоит из двух относительно самостоятельных частей — генератора синусоидального сигнала и формирователя прямоугольных импульсов. Структурная схема генератора синусоидального сигнала [9] приведена на рис. 16. Генератор содержит основной широкополосный усилитель, в цепь положительной обратной связи которого включен полосовой RC-фильтр (R1, R2, C1, C2), называемый также мостом Вина. Цепь отрицательной обратной связи состоит из элементов, образующих систему стабилизации амплитуды выходного напряжения.

Амплитудно-частотная характеристика полосового RC-фильтра подобна частотной характеристике параллельного колебательного контура. На некоторой частоте, называемой частотой квазирезонанса, коэффициент передачи фильтра имеет максимальное значение, а фаза выходного сигнала равна нулю. Частота квазирезонанса $f_р$ такого фильтра зависит от параметров входящих в него элементов следующим образом:

$$f_р = 1/2\pi \sqrt{R1R2C1C2}.$$

С точки зрения упрощения конструкции фильтра наиболее удобно выбрать R1 = R2 = R и C1 = C2 = C. При этом коэффициент передачи полосового фильтра оказывается максимальным и равным 1/3, а частота квазирезонанса $f_р = 1/2\pi RC$.

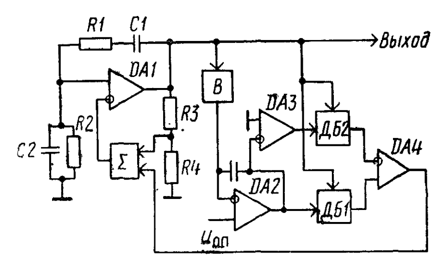


Рис. 16. Структурная схема генератора синусоидального напряжения

Характерно, что этому случаю соответствует также достаточно высокая добротность и хорошие селективные свойства фильтра.

Необходимое для диапазонной перестройки по частоте согласованное изменение сопротивлений R1, R2 или емкостей C1, C2 реализуется на практике сдвоенными резисторами или конденсаторами. Применение сдвоенных резисторов более предпочтительно, так как не требует высококачественного экранирования.

Для самовозбуждения генератора с полосовым фильтром коэффициент передачи усилителя DA1, задаваемый элементами цепи отрицательной обратной связи, должен быть равен трем. При этом удовлетворяется условие баланса амплитуд автогенератора. Если усиление увеличивается выше этого значения, выходной сигнал растет до ограничения. В противном случае автоколебания затухают.

От усилителей генераторов с полосовыми фильтрами в сравнении с генераторами других типов требуется наименьший коэффициент передачи. За счет большой глубины обратной связи в этом случае может быть достигнут широкий частотный диапазон генерируемых колебаний с малым уровнем искажений. Поддержание амплитуды выходного напряжения генератора на уровне, наиболее выгодном с точки зрения снижения коэффициента гармоник усилителя, может осуществляться различными способами. Наиболее распространенным из них является применение стабилизации амплитуды с цепью нелинейной обратной связи, содержащей терморезистор или полевой транзистор, используемый в качестве управляемого аттенюатора.

Сопоставление основных источников нелинейных искажений в подобных генераторах показывает, что разработка усилителей звуковых частот с собственным коэффициентом гармоник менее 0,01% при коэффициенте усиления K=3 не встречает принципиальных затруднений.

Значительно большие нелинейные искажения вносит цепь стабилизации уровня сигнала генератора. Это связано с тем, что управляемый аттенюатор, входящий в ее состав, принципиально должен обладать нелинейностью, обеспечивающей возможность управления его коэффициентом передачи.

Генераторы с терморезисторами имеют коэффициент гармоник на средних частотах не менее 0,05...0,1%, при понижении частоты нелинейность терморезистора возрастает вследствие приближения периода колебаний сигнала к постоянной времени терморезистора. Уменьшение уровня гармоник в таких генераторах требует создания специального режима питания терморезистора в схеме и его термотоковой тренировки. Эти меры трудно реализуемы и малоэффективны.

Для генераторов с полевыми транзисторами в управляемых аттенюаторах коэффициент гармоник, как правило, составляет 0,1...0,3%. Столь высокие уровни гармоник обусловлены модуляцией сопротивления канала полевых транзисторов управляемым синусоидальным сигналом. Сказанное указывает на то, что доминирующим источником нелинейных искажений на средних частотах является управляемый аттенюатор системы стабилизации амплитуды. Поэтому

снижению его нелинейности уделяется особое внимание. В связи с этим отметим следующую особенность генераторов с полосовым RC-фильтром. Напряжение обратной связи, поступающее на инвертирующий вход основного широкополосного усилителя DA1, можно представить суммой двух составляющих.

Амплитуда первой составляющей постоянна и равна 1/3 значения выходного напряжения генератора. Вторая составляющая имеет амплитуду, изменяющуюся во времени. Характер огибающей второй составляющей сигнала обусловлен свойствами системы стабилизации амплитуды, а размах зависит от интенсивности факторов, дестабилизирующих функционирование генератора. К ним относятся температурный и временной дрейфы характеристик элементов, изменение коэффициента передачи полосового фильтра по частотному диапазону и т. д. Причем амплитуда второй составляющей на несколько порядков меньше первой.

Обнаруженная закономерность позволяет существенно снизить нелинейные искажения генерируемого сигнала с помощью двухканальной цепи отрицательной обратной связи. Наибольший сигнал, имеющий амплитуду, составляющую 1/3 входного напряжения, поступает на инвертирующий вход усилителя DA1 по первому каналу, содержащему только линейные элементы — резисторы. С этим сигналом суммируется вторая составляющая, вырабатываемая системой стабилизации амплитуды.

Рассмотрим более подробно функционирование этой системы. Выходной синусоидальный сигнал усилителя DA1 выпрямляется и сравнивается в операционном усилителе DA2 с опорным напряжением, задающим уровень выходного сигнала генератора. Разность указанных напряжений интегрируется и поступает на управляющий вход первого аттенюатора $ДБ_1$ непосредственно, а на управляющий вход второго аттенюатора $ДБ_2$ через инвертирующий повторитель напряжения на усилителе DA3.

В стационарном (установившемся) режиме генератора при условии, что коэффициенты передачи делителя R3, R4 и полосового фильтра равны 1/3, разность входных напряжений интегратора и его выходное напряжение близки к нулю. Выходное напряжение DA3 также мало отличается от нуля. Поэтому амплитуды выходных сигналов аттенюаторов $ДБ_1$ и $ДБ_2$ оказываются. равными. После вычитания этих сигналов и их гармоник в дифференциальном усилителе DA4 напряжение сигнала на его выходе также близко к нулю.

В нестационарном режиме изменение выходного напряжения генератора вызывает отклонение выпрямленного напряжения в направлении увеличения или уменьшения относительно опорного. При этом под действием управляющих напряжений коэффициенты передачи аттенюаторов $ДБ_1$, $ДБ_2$ изменяются в противоположных направлениях. На выходе дифференциального усилителя DA4 возникает синусоидальное напряжение, переводящее генератор в стационарный режим. Причем увеличение выходного напряжения относительно стационарного значения приводит к появлению на выходе DA4 сигнала, синфазного выходному сигналу генератора. Напротив, уменьшение выходного напряжения инвертирует фазу выходного сигнала DA4.

Использование управляемых аттенюаторов при напряжениях низкого уровня, а также частичная компенсация коэффициентов гармоник этих аттенюаторов позволяет существенно снизить уровень гармоник синусоидального генератора.

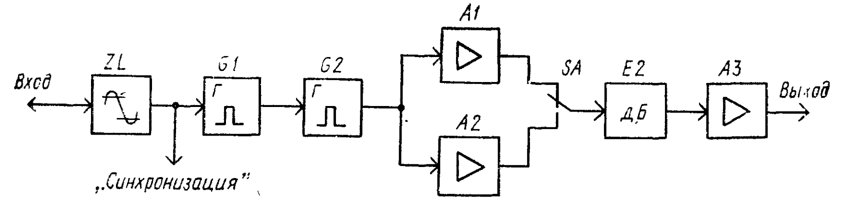


Рис. 17. Структурная схема формирователя прямоугольных импульсов

Структурная схема формирователя импульсов функционального генератора представлена на рис. 17. На вход формирователя подается выходной сигнал синусоидального генератора. Этим сигналом задается период следования импульсов. Компаратор ZL служит для формирования прямоугольных импульсов с крутыми фронтами и скважностью, равной двум. Импульсами компаратора запускается одновибратор (ждущий мультивибратор) G1, генерирующий прямоугольные импульсы с регулируемой длительностью.

Срезом импульсов генератора G1 запускается одновибратор G2, формирующий положительные импульсы с регулируемой в широких пределах длительностью импульсов. Полученная импульсная последовательность поступает на усилитель A1, выходной сигнал которого через аттенюатор E2 подается на выходной усилитель мощности A3.

В нижнем по схеме положении подвижного контакта переключателя SA аттенюатор E2 подключается к инвертирующему усилителю A2. Выходной сигнал этого усилителя представляет собой последовательность импульсов, длительности которых равны, а полярность — противоположна полярности выходных импульсов усилителя A1. Таким образом, устройство позволяет формировать последовательность импульсов произвольной полярности с регулируемой в широких пределах длительностью. Особенностью описываемого формирователя является возможность изменения временного положения выходных импульсов относительно импульсов, подаваемых на выход «Синхронизация», за счет регулировки длительности импульсов генератора G1.

Синхронизация осциллографа указанным сигналом позволяет смещать осциллограмму отклика исследуемой схемы на импульсное воздействие по временной оси. Благодаря этому может быть легко выделена интересующая часть исследуемой кривой для детального изучения.

Технические характеристики функционального генератора:

Частота генерируемого сигнала, Гц	$10...10^5$
Неравномерность АЧХ, дБ, не более	0,2
Выходное напряжение синусоидального сигнала на нагрузке 600 Ом, В	0...5,0
Коэффициент гармоник, %, не более:	
в полосе частот $10^2...10^4$ Гц	0,02
в полосе частот $10...10^2$ Гц	0,4
в полосе частот $10^4...10^5$ Гц	1,0
Пределы изменения синусоидального напряжения, дБ	—20, —40, —60 (дискретно)
Длительность выходных импульсов, мкс . . .	1...10, 10...100, $10^2...10^3$, $10^3...10^4$
Длительность фронтов импульсов, мкс, не более	0,15

Амплитуда выходного напряжения на нагрузке 600 Ом	0...10 В
Пределы изменения задержки выходиых импульсов относительно синхроимпульсов, нс . . .	20...200
Выходное сопротивление формирователя импульсов, Ом, не менее	75

Принципиальная схема синусоидального генератора представлена на рис. 18. В отличие от обычиых усилителей с дифференциальным входом, основной усилитель синусоидального генератора содержит два дифференциальных вход-

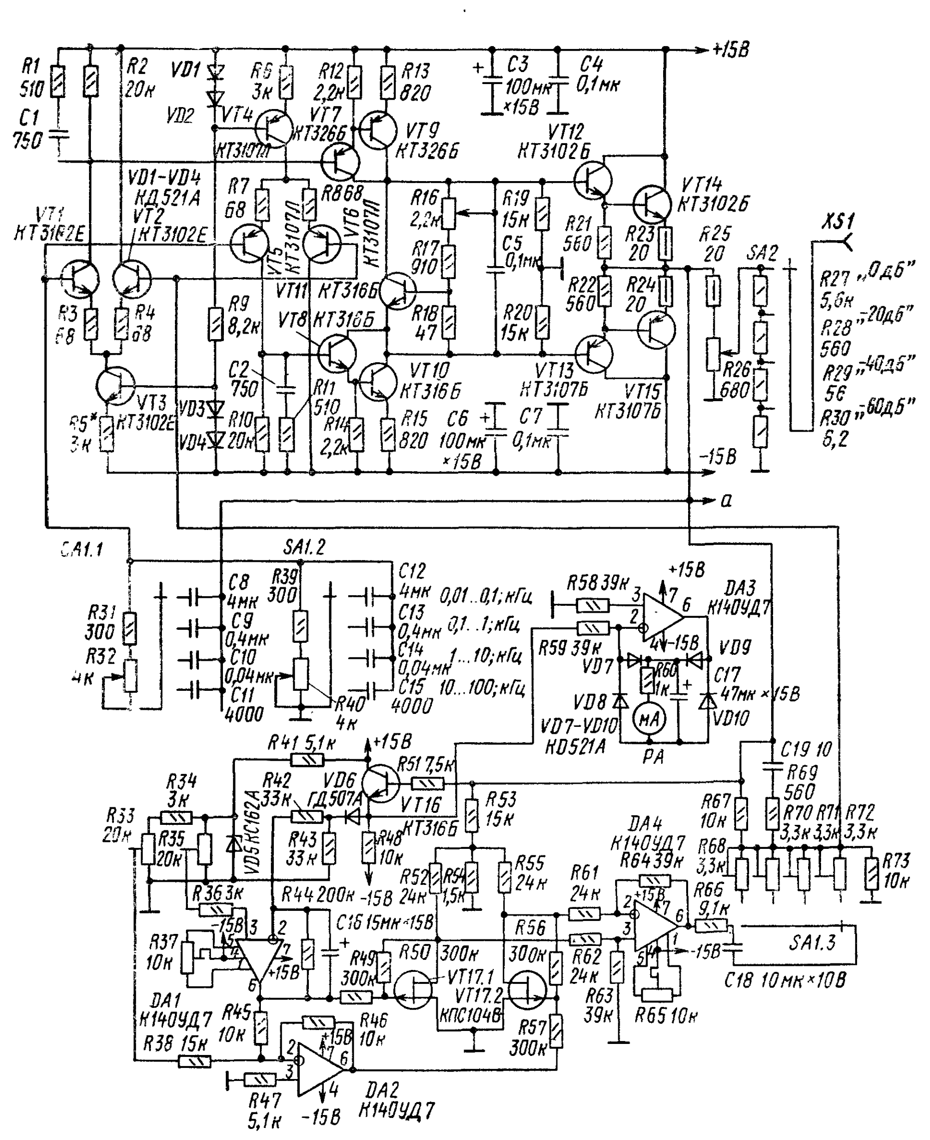


Рис. 18. Принципиальная схема генератора синусоидального напряжения

ных каскада на транзисторах различной структуры (VT1, VT2 и VT5, VT6). По усиливаемому сигналу эти каскады включены параллельно. Благодаря использованию двойного дифференциального каскада усилитель симметричен для обеих полуволн сигнала, что существенно снижает уровень четных гармоник. Отмеченная схемотехническая особенность оказывается важной с точки зрения снижения нелинейных искажений генератора, поскольку в большинстве высококачественных RC-генераторов наиболее значимой составляющей спектра гармоник является именно вторая гармоника.

Другой особенностью усилителя являются значительно меньшие значения тока, протекающего по резисторам, включенным между базами транзисторов дифференциальных пар и земляной шиной R39, R40 и R73. По указанным резисторам протекает разность базовых токов, поэтому подбором транзисторов с близкими значениями коэффициентов передачи ток можно значительно уменьшить. Благодаря этому требования к согласованности сопротивлений переменных резисторов на входе и в цепи отрицательной обратной связи усилителя могут быть менее жесткими. Это создает благоприятные возможности для применения усилителя с двойным дифференциальным каскадом в генераторе, перестраиваемом сдвоенным переменным резистором. Один из переменных резисторов полосового фильтра (R32) подключается к базам транзисторов VT1, VT5 дифференциальных пар без применения развязывающего конденсатора. Изменение его сопротивления, необходимое для диапазонной перестройки генератора, сопровождается практически несущественным смещением постоянной составляющей выходного напряжения.

С целью снижения коэффициента шума усилителя ток покоя дифференциальных каскадов выбран достаточно малым — около 100 мкА.

Выходные напряжения с выходов дифференциальных усилителей подаются на симметричный усилитель напряжения на транзисторах VT7, VT8 и VT9, VT10. Эмиттерные повторители служат для согласования входного сопротивления усилителя с выходным сопротивлением дифференциальных усилителей, а также ослабления влияния динамической емкости на фазовую характеристику усилителя. Для снижения нелинейности усилитель охвачен местной отрицательной обратной связью, снижающей его коэффициент передачи до 8 ... 12. Резисторы R19, R20 создают условия, близкие к режиму источника напряжения для выходных каскадов на составных эмиттерных повторителях VT12—VT15. Такой режим способствует повышению линейности выходных каскадов основного усилителя на транзисторах VT12—VT15. Начальное смещение рабочей точки этих транзисторов регулируется переменным резистором R16. Резистор R25 предотвращает выход из строя транзисторов VT14, VT15 при коротких замыканиях выхода усилителя на корпус.

Для обеспечения устойчивости усилителя при большой глубине отрицательной обратной связи и широкой полосе пропускания используется комбинированная частотная коррекция. Корректирующие цепи (R1, C1 и R11, C2) представляют собой пропорционально-интегрирующие звенья, включенные параллельно активным нагрузкам первого каскада усиления. Частота среза АЧХ усилителя с разомкнутой обратной связью определяется этой цепью и составляет около 20 ... 25 кГц. В результате сопряжения АЧХ некорректированного усилителя и указанных RC-цепей его амплитудная характеристика приобретает более протяженный участок с крутизной 6 дБ/окт.

Частота среза второго каскада усиления сдвинута в область частот порядка единиц мегагерц. Для повышения запаса устойчивости всего усилителя в цепи отрицательной обратной связи используется также форсирующее звено R69, C19. Перечисленные меры обеспечивают частотную коррекцию, близкую к оптимальной для коэффициента передачи усилителя, равного трем. В цепь положительной обратной связи усилителя включен перестраиваемый по частоте полосовой фильтр, состоящий из сдвоенного переменного резистора R32, R40 и конденсаторов, подключаемых переключателем диапазонов SA1.

Выходной сигнал усилителя поступает на систему стабилизации амплитуды, включенную в цепь отрицательной обратной связи. Гармонический сигнал с выхода повторителя напряжения на транзисторе VT16 выпрямляется и поступает на интегратор, выполненный на операционном усилителе (ОУ) DA1. Опорное напряжение подается с движка подстроечного резистора R35. Напряжение, являющееся результатом интегрирования разности указанных напряжений, поступает на затвор полевого транзистора VT17.1 и на вход ОУ DA2, используемого в качестве инвертирующего повторителя напряжения, выходное напряжение которого поступает на затвор VT17.2. На резисторах R52, R55 и транзисторах VT17.1, VT17.2 выполнены управляемые аттенюаторы. Нелинейность вольт-амперных характеристик каналов полевых транзисторов снижается отрицательными обратными связями, образованными резисторами R49, R50, R56 и R57. Экспериментальные результаты показывают, что для получения максимального положительного эффекта необходимо, чтобы постоянные напряжения на затворах полевых транзисторов не превышали 0,2 ... 0,5 напряжения отсечки, а сопротивления резисторов в цепях обратной связи были много больше сопротивлений каналов транзисторов. Для этого сопротивления резисторов R59, R50, R56, R57 выбраны порядка сотен килоом. С той же целью на инвертирующий вход DA3 подается регулируемое постоянное напряжение, позволяющее установить наилучшее соотношение напряжений, управляющих аттенюаторами в стационарном режиме генератора.

Разность выходных сигналов управляемых аттенюаторов усиливается дифференциальным усилителем на ОУ DA4 и через резистор R66 и один из подстроечных резисторов R68, R70—R72, подключаемых переключателем диапазонов SA1, поступает на инвертирующий вход основного усилителя. На этот же вход подается сигнал с резистивного делителя R67, R73. Совокупность указанных резисторов образуют делитель напряжения с коэффициентом передачи, близким к 1/3, включенный в цепь отрицательной обратной связи. Точная установка коэффициента передачи делителя, обеспечивающая режим автоколебаний, осуществляется подстроечными резисторами индивидуально для каждого частотного поддиапазона.

В нестационарном режиме генератора изменение частоты, переключение поддиапазонов и другие дестабилизирующие факторы приводят к изменениям выходного напряжения генератора. При этом уменьшение или увеличение выходного напряжения генератора сопровождается аналогичными переходными процессами в цепях стабилизации амплитуды. При увеличении, например, выходного сигнала генератора возрастает напряжение на выходе выпрямителя VD6, R43, понижается управляющее напряжение на затворе транзистора VT17.1 и увеличивается — на затворе VT17.2. В результате этого коэффициенты передачи управляемых аттенюаторов изменяются в противоположных направлениях. Это приводит к увеличению амплитуды выходного сигнала ОУ DA4, син-

фазного с выходным сигналом генератора и к понижению коэффициента передачи основного усилителя. В результате выходное напряжение генератора и средневыпрямленное значение на инвертирующем входе ОУ DA1 возвращаются к прежнему стационарному значению.

Выходное напряжение генератора измеряется двухполупериодным выпрямителем, собранным на ОУ DA3. Выпрямитель представляет собой преобразователь «напряжение — ток» для обоих полупериодов входного напряжения. Благодаря этому нелинейность вольт-амперной характеристики полупроводниковых диодов моста VD7—VD10 практически не ухудшает линейность шкалы вольтметра. Частотная погрешность вольтметра минимизирована за счет достаточно большой глубины отрицательной обратной связи.

Плавная регулировка уровня выходного напряжения генератора осуществляется переменным резистором R26. Ступенчатый делитель напряжения с шагом ослабления 20 дБ выполнен на резисторах R27—R30.

Принципиальная схема формирователя импульсов показана на рис. 19.

Входной сигнал через повторитель напряжения на транзисторе VT18, служащий для развязки импульсных цепей формирователя импульсов от генератора синусоидального напряжения, подается на компаратор DA5. В компаратор введена цепь положительной обратной связи (R76, R77), благодаря которой на переходной характеристике образуется зона нечувствительности. Указанная особенность, а также выбор оптимального напряжения сигнала регулировочным резистором R74 исключают повторные срабатывания компаратора за счет наложенной на синусоидальное напряжение шумовой составляющей напряжения.

Сформированные прямоугольные импульсы поступают через буферный эмиттерный повторитель на транзисторе VT21 на гнездо XS2 («Синхрониза-

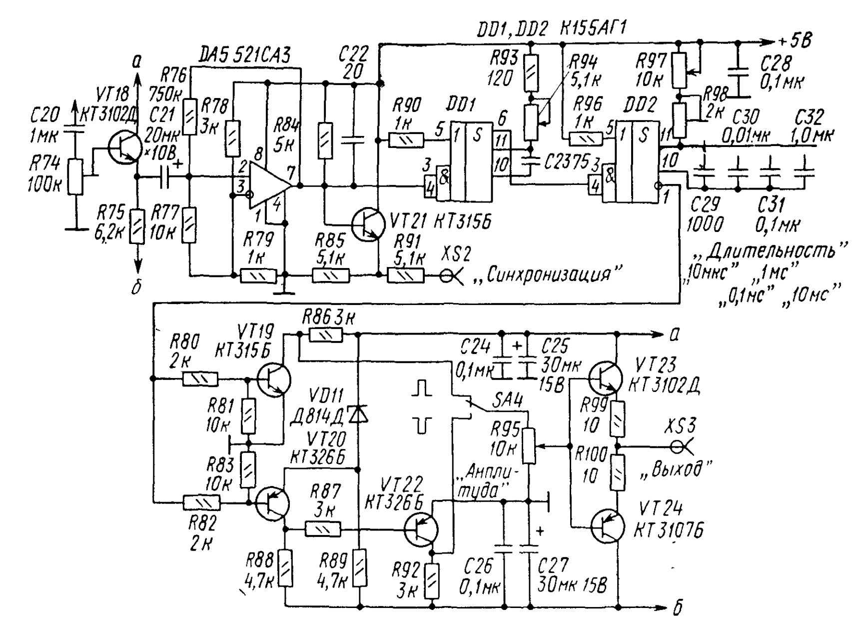


Рис. 19. Принципиальная схема формирователя прямоугольных импульсов

ция») и вход одновибратора DD1. Регулировка длительности импульсов одновибратора осуществляется переменным резистором R94 («Задержка»). Срезом импульсов запускается одновибратор DD2. Ступенчатое изменение длительности импульсов одновибратора DD2 производится переключением хронирующих конденсаторов C29 — C32, плавное — регулировочным резистором R97. Причем нижняя граница диапазона плавной регулировки устанавливается подстроечным резистором R98.

Импульсная последовательность, генерируемая одновибратором DD2, подается на ключевой каскад (VT19) и двухкаскадный усилитель, выполненный на транзисторах VT20, VT22, инвертирующий полярность входных импульсов. На коллекторных нагрузках транзисторов VT19 и VT22 выделяются импульсы соответственно положительной и отрицательной полярности. С помощью потенциометра R95, выведенного на переднюю панель прибора, осуществляется плавная регулировка амплитуды указанных импульсов.

Выходным усилителем мощности служит симметричный эмиттерный повторитель напряжения на комплементарных транзисторах VT23, VT24. Основное функциональное назначение этого каскада — преобразование сравнительно высокого выходного сопротивления аттенюатора на основе R95 в существенно более низкое выходное сопротивление устройства.

Детали и конструкция. В устройстве использованы постоянные резисторы МЛТ-0,125, МЛТ-0,25 с допускаемым отклонением от номинала ±5 ... 10%. В качестве подстроечных можно использовать резисторы типов СП3-44, СП3-27, СП3-16.

Особое внимание следует уделить выбору сдвоенного переменного резистора R32, R40. Несогласованность угловых характеристик этого резистора не должна превышать 2 ... 3%. В противном случае повышаются требования к цепям стабилизации амплитуды и усложняется процесс настройки генератора, увеличивается коэффициент гармоник.

В описываемой конструкции автором использован проволочный резистор типа ПТП 4 кОм. Вполне допустимо применение сдвоенных переменных резисторов с другими номинальными сопротивлениями в пределах 2 ... 50 кОм. Верхняя граница указанного диапазона связана с появлением заметных сдвигов нуля основного усилителя, сопровождающих перестройку частоты генератора. Нижняя — с сопоставимостью сопротивления резистора на высокочастотном участке поддиапазонов с выходным сопротивлением основного усилителя, увеличивающей нестабильность параметров полосового фильтра. Применение переменных резисторов, номиналы которых отличаются от указанных на схеме, потребует расчета емкостей конденсаторов C8 — C15 в соответствии с приведенной ранее формулой.

Постоянные резисторы R31, R39, а также резисторы аттенюатора R27—R30 подбираются с погрешностью не более ±0,5 ... 1,0%.

В устройстве могут быть использованы конденсаторы КМ4, КМ5 (C1, C2, C4, C7, C19), оксидные конденсаторы типа К50-6 (C3, C6), К50-6 (C16—C18), конденсатор C18 — неполярный.

В качестве конденсаторов C8 — C15 следует применять пленочные или металлобумажные конденсаторы типов К73, К76, МБМ. Для удовлетворительного согласования шкал частотных поддиапазонов емкости этих конденсаторов необходимо подобрать с погрешностью не более 1 ... 2%. На высокочастотном поддиапазоне возможно использование керамических конденсаторов, например

типа КМ5. Для получения обозначенных на схеме емкостей конденсаторы соединяют по два параллельно. Например, для первого поддиапазона номинальная емкость конденсаторов C8, C12 образована конденсаторами 3,3 и 0,68 мкФ.

Полупроводниковые диоды КД521А могут заменяться на диоды КД522, КД509А, КД510А, стабилитрон КС162А — на КС156А. Транзисторы VT1, VT2, VT5, VT6 должны иметь разброс коэффициентов передачи токов базы не более 20%, VT7 — VT10 — не более 20 ... 30%. Значения коэффициентов передачи токов базы транзисторов VT1 — VT6 должны составлять 150 ... 250, транзисторов VT7—VT10 — 100 ... 200, транзисторов VT12—VT15 — 80 ... 200.

Вместо указанных на схеме возможно применение транзисторов серий КТ315 (VT1—VT3, VT10—VT12, VT14), КТ361 (VT4—VT7, VT9, VT13, VT15). Вместо сдвоенных полевых транзисторов VT17 могут использоваться КПС104Е, а также транзисторы КП303 (В, Г, Д, Е) с напряжениями отсечки, отличающимися не более чем на 20 ... 30%.

Операционные усилители DA1—DA4 можно заменить на К140УД8 (А, Б), К140УД6. В приборе использована измерительная головка PA1 типа М261М с током полного отклонения 100 мкА и сопротивлением рамки около 800 Ом. Можно использовать и микроамперметры других типов, например М204.

Переключатели SA1, SA2 типа ПГ3, но допустимо использовать ПГК, ПМ и другие. Выходной разъем генератора XS1 высокочастотный, типа СР50·

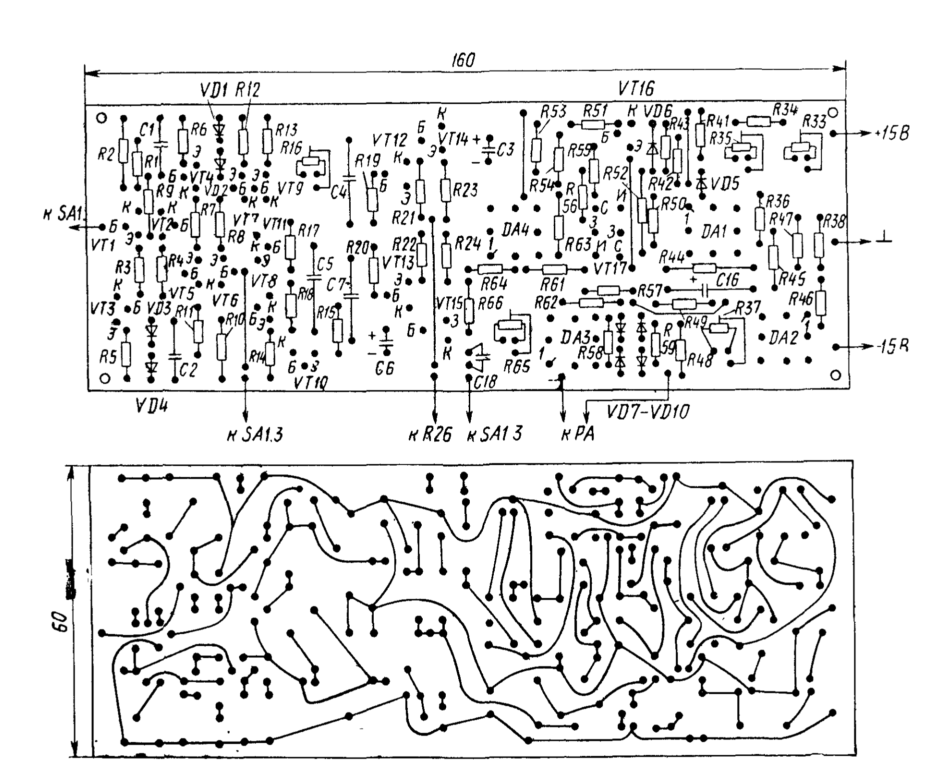


Рис. 20. Печатная плата генератора синусоидального напряжения

73ФВР, может быть заменен низкочастотным унифицированным гнездом ОНЦ-ВГ-3/16-В.

Для питания устройства используется двуполярный стабилизированный источник питания, обеспечивающий напряжения ±15 В при токе в нагрузку не менее 100 мА, изготовленный по любой из широко распространенных схем, например приведенной в [2].

Большая часть элементов генератора смонтирована на печатной плате из стеклотекстолита размерами 160×60×2 мм, чертеж которой показан на рис. 20. Перемычки обозначены сплошными линиями и установлены со стороны элементов. Резистор R25 монтируется на выводах потенциометра R26, резисторы выходного делителя R27 — R30 — на выводах переключателя SA1. Конденсаторы C8 — C15 и резисторы R67 — R73 монтируют на дополнительной печатной плате, устанавливаемой около сдвоенного переменного резистора R32, R40. Поскольку размеры и топология этой платы находятся в сильной зависимости от габаритных размеров использованных конденсаторов, ее чертеж здесь не приводится. Резистор R60 и оксидный конденсатор C17 смонтированы на лепестках измерительной головки PA1.

Формирователь импульсов смонтирован на отдельной печатной плате размерами 135×60×2 мм из одностороннего фольгированного стеклотекстолита (рис. 21). Перемычки обозначены на чертеже сплошными линиями. Допускаемое отклонение от номинала всех использованных в схеме постоянных резисторов ±10 ... 20%. Подстроечные резисторы — типов СП3-44, СП3-27. В качестве переменных резисторов R94 («Задержка»), R98 («Длительность») и R95 («Амплитуда») допустимо использовать регулировочные резисторы СП3-4АМ, СП3-6, СП3-9А с линейной функциональной характеристикой. В конструкции использованы конденсаторы постоянной емкости типов КМ5, КМ6 (C20, C24, C26), К10-17, К10-7В (C22, C23), К50-6 (C21, C25, C27). Конденсаторы C29 — C32 типа К73 должны быть подобраны с погрешностью не более ±2 ... 3%. Их монтируют на выводах переключателя SA3.

Вместо указанных на схеме могут быть использованы транзисторы следующих серий: КТ342 (VT18, VT23), КТ312, КТ325 (VT19, VT21), КТ349, КТ361 (VT20, VT22, VT24). Переключатели: SA4 — кнопочный типа П2К, SA3 — галетный типа ПГ3 может быть заменен на ПГК, ПМ. В качестве розеток разъемов XS2 «Синхронизация» и XS3 «Выход» желательно использовать высокочастотные гнезда типа СР50-73 ФВР.

Налаживание генератора следует начинать после тщательной проверки правильности монтажа и значений напряжений на выходах стабилизированного источника питания, которые должны находиться в пределах 14,5 ... 16,0 В.

После этого переходят к налаживанию основного усилителя генератора. Для этого временно выпаивают один из выводов резистора R66 и контролируют режимы усилителя по постоянному току. Разности потенциалов на выводах резисторов R2, R10 должны составлять 2,3 ... 2,7 В, на выводах R12, R14— 1,7 ... 2,1 В, на выводах R13, R15 — 1,1 ... 1,5 В. Регулировкой резистора R16 добиваются тока покоя выходного каскада около 1,5 ... 2,5 мА. Выходное напряжение усилителя не должно превышать ±10 мВ. Выход напряжения за пределы указанного диапазона указывает на недостаточную симметрию усилителя и может быть устранено шунтированием резистора R5 или R6 подобранным резистором со значительно большим сопротивлением (15 ... 150 кОм).

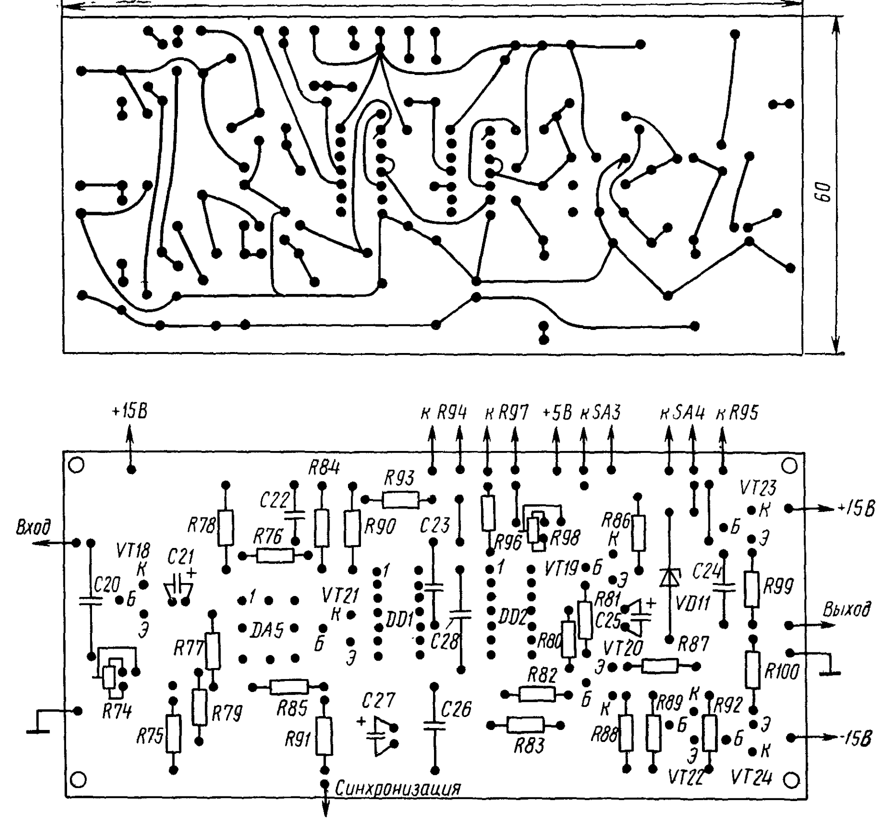


Рис. 21. Печатная плата формирователя прямоугольных импульсов

После этого необходимо убедиться в отсутствии самовозбуждения усилителя. В правильно выполненном усилителе с указанными на схеме цепями частотной коррекции и временно установленном коэффициенте обратной связи (0,5) паразитная высокочастотная генерация не возникает. Это гарантирует отсутствие паразитного самовозбуждения и в генераторном режиме. Если это не так, может потребоваться увеличение корректирующих емкостей конденсаторов C1, C2, а также подбор элементов форсирующей цепи R69, C19.

Затем переходят к налаживанию цепей стабилизации амплитуды сигнала генератора. После балансировки ОУ движки переменных и подстроечных резисторов R32, R40, R33, R35, R37 устанавливают в среднее положение и восстанавливают контакт резистора R66 с печатной платой. Переключатель поддиапазонов устанавливается в положение, соответствующее второму поддиапазону (100 ... 1000 Гц). Совместной регулировкой резисторов R70 и R35 следует добиться возникновения генерации на этом поддиапазоне. Затем резистором R35 подбирают требуемый уровень выходного напряжения (5 В). После этого вход «Синхронизация» осциллографа подключают к выходу генератора и вни-

мательно контролируют по частотному поддиапазону форму сигнала на выходе усилителя ОУ DA4 и управляющие напряжения на затворах VT17.1, VT17.2 вольтметром с высокоомным входом.

Подстройкой резисторов R70 и R33 следует добиться возможно малой амплитуды синусоидального сигнала на выходе ОУ DA4 и близких значений управляющих напряжений на затворах полевых транзисторов, которые должны составлять — (0,4 ... 1,6) В. На некоторых частотах допустима инверсия фазы сигнала. Отличие угловых характеристик сдвоенных резисторов R32, R40 от идеальных приводит к некоторой нестабильности коэффициента передачи полосового фильтра по частоте. Вследствие этого допустимо изменение амплитуды выходного сигнала DA4 по частотному диапазону в пределах 5 ... 20 мВ.

Затем переключают генератор на третий поддиапазон (1 ... 10 кГц), регулировкой резистора R71 добиваются устойчивой генерации и наименьшей амплитуды неискаженного сигнала на выходе ОУ DA4 в этом поддиапазоне. Регулировка генератора на первом (10 ... 1000 Гц) и четвертом (10 .. .100 кГц) поддиапазонах не отличается от описанной. Однако следует отметить, что влияние собственной ФЧХ усилителя и других частотно-зависимых характеристик усилителя приводит к более глубокому изменению сигнала в контрольной точке на высоких частотах, чем на низкочастотных диапазонах. Это одна из причин увеличения уровня гармоник с повышением частоты.

В случае недостаточной стабильности амплитуды генератора по частоте потребуется увеличение сопротивления резистора R44. При этом следует иметь в виду, что может несколько возрасти длительность переходных процессов в генераторе.

Градуировку шкалы и проверку кратности изменения частоты при переключении поддиапазонов приводят с помощью цифрового частотомера. Погрешность частотной рассогласованности шкал поддиапазонов определяется преимущественно точностью подбора емкостей конденсаторов полосового фильтра и не должна превышать 2 ... 3%.

При правильном монтаже вольтметр на ОУ DA3 работоспособен сразу после включения. Налаживание вольтметра сводится к установке требуемой чувствительности подбором сопротивления резистора R59, если головка PA1 имеет ток полного отклонения, отличающийся от 100 мкА. Практически в некоторых случаях более удобно корректировать чувствительность вольтметра шунтированием головки подбором резистора, устанавливаемого непосредственно на ее выводах (на схеме не показан). Неравномерность коэффициента передачи вольтметра в полосе частот $10 ... 10^5$ Гц не должна превышать 1%.

После окончания настройки синусоидального генератора приступают к налаживанию формирователя импульсов. Движки всех регулировочных и подстроечных резисторов устанавливают в среднее положение. Затем необходимо убедиться, что форма сигнала на выходе повторителя напряжения на транзисторе VT18 идентична форме входного сигнала и не искажается в процессе подстройки уровня сигнала резисторов R74.

Сигнал на выходе компаратора должен представлять собой меандр с крутыми фронтом и срезом. Следует обратить особое внимание на фронты и срезы во всем диапазоне частот следования импульсов. На них не должны накладываться повторные короткие импульсы (дребезг), образование которых возможно в результате повторных срабатываний компаратора. Для устранения

этих импульсов может потребоваться подбор наилучшего сопротивления резистора R76, а также подстройка резистора R74.

Правильно собранные одновибраторы DD1, DD2 работоспособны сразу после включения. Налаживание одновибратора DD2 сводится к проверке кратности изменения длительности импульсов при переключении поддиапазонов, которая должна быть равна десяти, а также установке минимальной длительности импульсов с помощью подстроечного резистора R98.

На коллекторе транзистора VT19 должны наблюдаться импульсы, имеющие положительную полярность и амплитуду около 14,5 В. Потенциал эмиттера транзистора VT20 должен составлять 1,5 ... 2,5 В. В этом случае при правильно выполненном монтаже на выходе инвертирующего усилителя на транзисторах VT20, VT22 должны наблюдаться импульсы отрицательной полярности с амплитудой около — 14,5 В. Симметричный повторитель напряжения на комплементарных транзисторах VT23, VT24 в налаживании не нуждается.

В случае самовозбуждения генератора на инфранизких частотах последовательно с конденсатором C16 необходимо включить резистор сопротивлением 1 ... 10 кОм.

ФАЗОМЕТР

Приборы для измерения фазы находят все более широкое применение для настройки аппаратуры магнитной записи. Это связано как с усложнением магнитофонов, так и с непрерывным повышением требований к их показателям качества. Причем к измерениям фазы прибегают не только в процессе настройки каналов записи и воспроизведения, но и все чаще при настройке и регулировке ЛПМ. При этом фазовые методы измерения характеристик ЛПМ [10] оказываются в ряде случаев более чувствительными и информативными, чем многие традиционные.

Описываемый здесь фазометр отличается от ранее опубликованных приборов [11] более широким диапазоном рабочих частот и высокой чувствительностью.

Основные технические характеристики фазометра:

Диапазон рабочих частот, Гц	$20...30\cdot10^3$
Диапазон допустимых входных напряжений, мВ	$10...30\cdot10^3$
Входное сопротивление, кОм	100
Пределы измерения сдвига фаз, град	±50, ±180
Погрешность измерения фазы на частотах $f \leqslant 10$ кГц, град	2

В фазометре использовано двухполупериодное преобразование измеряемого фазового сдвига в удобное для контроля постоянное напряжение.

Принципиальная схема фазометра показана на рис. 22. Он состоит из двух одинаковых входных усилителей на транзисторах VT1, VT3, двух широкополосных усилителей-ограничителей на ОУ DA1, DA2, формирователей импульсов на DD1.1, DD1.3, логического элемента «исключающее ИЛИ» (DD1.2), ключевого каскада на VT2, фильтра нижних частот на основе DA3, устройства индикации знака фазы на DD2, DD3, VT4, VT5 и индикаторной головки PA1.

Рассмотрим работу фазометра более подробно.

Сигналы, подаваемые на разъемы XS1 измерительного и XS2 опорного каналов фазометра, усиливаются идентичными входными усилителями напря-

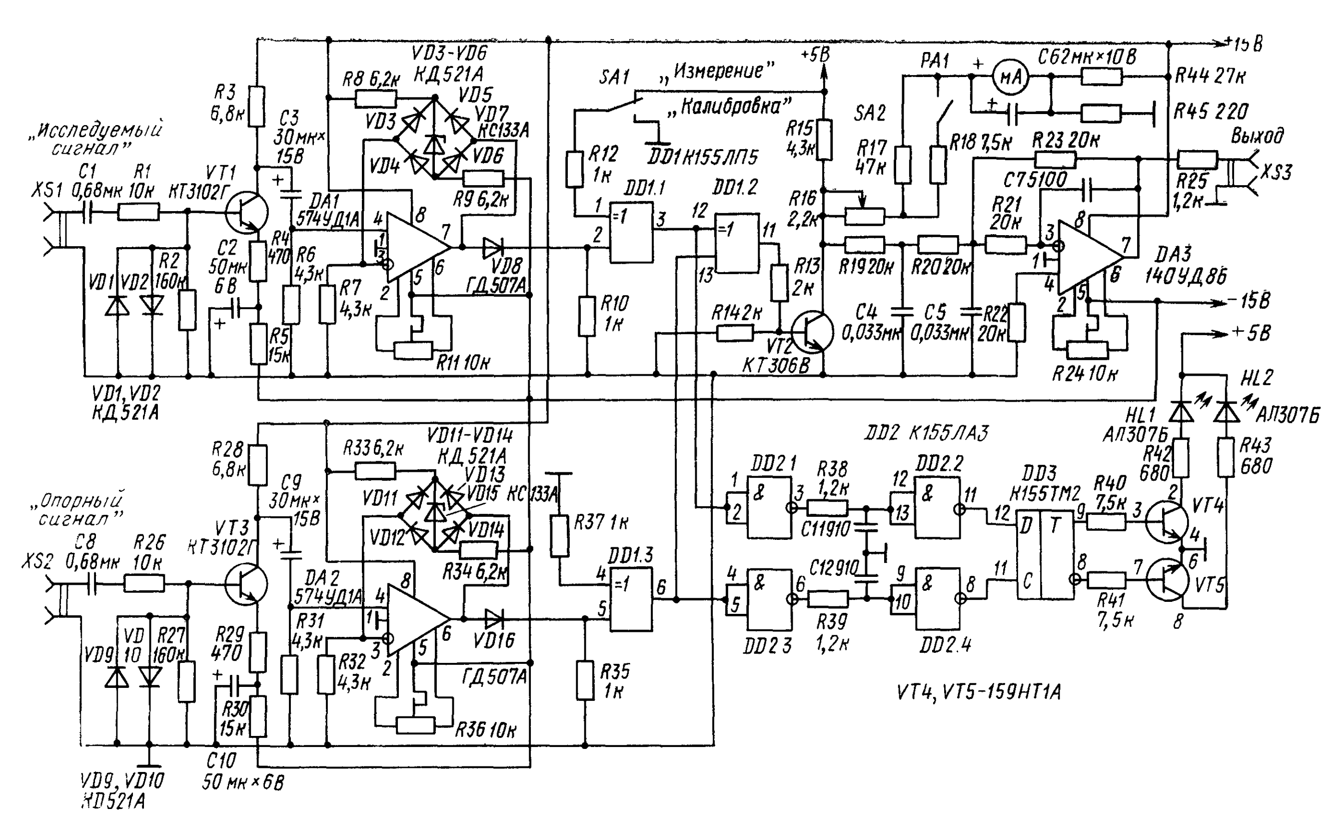


Рис. 22. Принципиальная схема фазометра

жения на транзисторах VT1, VT3. Основное назначение усилителей — обеспечение достаточно высокого входного сопротивления фазометра. Сопротивление резистора R4 в цепи эмиттера транзистора VT1 выбрано с учетом как необходимого входного сопротивления, так и определенного коэффициента усиления каскада (около 5...6). Развязывающая цепь R5, C2 с достаточно большой постоянной времени существенно ослабляет проникание пульсаций напряжения с отрицательной (—15 В) шины питания на выход усилителя. Указанная цепь исключает также взаимодействие сигналов в опорном и измерительном каналах фазометра через шину питания.

Использование невысокого коэффициента передачи входного каскада по напряжению, а также ограничение высоких уровней сигналов двусторонним ограничителем на резисторе R1 и быстродействующих диодах VD1, VD2 обеспечивают работу входного усилителя в активном режиме, что предотвращает уход рабочей точки в область насыщения во всем диапазоне амплитуд входных сигналов фазометра. Это практически исключает влияние процесса рассасывания неосновных носителей из базы транзистора на точность формирования импульсов последующими каскадами.

Сигналы с коллекторных нагрузок транзисторов VT1, VT3 поступают на широкополосные усилители-ограничители, выполненные на быстродействующих ОУ DA1 и DA2 с нелинейными цепями отрицательной обратной связи. Диодный мост со стабилитроном в цепи обратной связи не содержит реактивных элементов и обеспечивает стабильный уровень ограничения сигнала в достаточно широком частотном диапазоне. Усилитель-ограничитель осуществляет глубокое симметричное ограничение, формируя прямоугольные импульсы с крутыми фронтами в широком диапазоне входных уровней и рабочих частот.

Использование эффективного широкополосного усилителя-ограничителя позволяет существенно снизить фазовые погрешности устройства в области высоких частот и одновременно обеспечить достаточно малые фазо-амплитудные погрешности входных усилительных каскадов фазометра. При положительном полупериоде входного сигнала выходной ток DA1 протекает по цепи R10, VD5, VD7, VD4, R7, при отрицательных полупериодах — по цепи R10, VD6, VD7, VD3, R7. Положительные и отрицательные уровни ограничения оказываются равными благодаря включению в диагональ моста стабилитрона VD7, рабочая точка на вольт-амперной характеристике которого смещена в область лавинного пробоя с помощью резисторов R8, R9. Уровень ограничения, задаваемый перечисленными элементами, близок к напряжению высокого (единичного) уровня ТТЛ-микросхем.

Положительные прямоугольные импульсы, выделяемые элементами VD8, R10, поступают на один из входов (вывод 2) элемента DD1.1, «исключающее ИЛИ», используемого в качестве формирователя прямоугольных положительных импульсов с нормированной амплитудой. Особенностью указанного элемента является возможность инверсии выходного импульса в зависимости от логического потенциала, подаваемого на второй вход элемента (вывод 1). Если подвижный контакт переключателя SA1 замкнут на шину питания +5 В, элемент инвертирует входной сигнал. Если вывод 1 через резистор R12 оказывается замкнутым на общую шину, элемент не инвертирует сигнал и работает как буферный каскад.

Широкополосный усилитель-ограничитель опорного канала на ОУ DA2 функционирует аналогично описанному. Формирователь импульсов на элемен-

те DD1.3, работающем в неинвертирующем режиме, подает прямоугольные импульсы на вывод 13 элемента DD1.2 «исключающее ИЛИ». При одинаковых логических уровнях на входе элемента DD1.2 выходное напряжение элемента соответствует напряжению низкого уровня, при различных уровнях — напряжению высокого уровня.

Если поступающие на входы сигналы сдвинуты по временной оси на некоторый фазовый угол, последовательность импульсов на выходе элемента DD1.2 имеет частоту, вдвое превышающую частоту входных сигналов. При этом длительность импульсов пропорциональна модулю фазового сдвига входных сигналов.

На рис. 23 показаны временные диаграммы сигналов в характерных точках, поясняющие принцип работы устройства.

Положим, что опорный сигнал (рис. 23,*б*) опережает сигнал в измерительном канале (рис. 23,*а*), т. е. исследуемый сигнал имеет отрицательный фазовый сдвиг. При этом сигналы на выходах усилителей-ограничителей измерительного и опорного каналов соответствуют рис. 23,*в*, *г* соответственно.

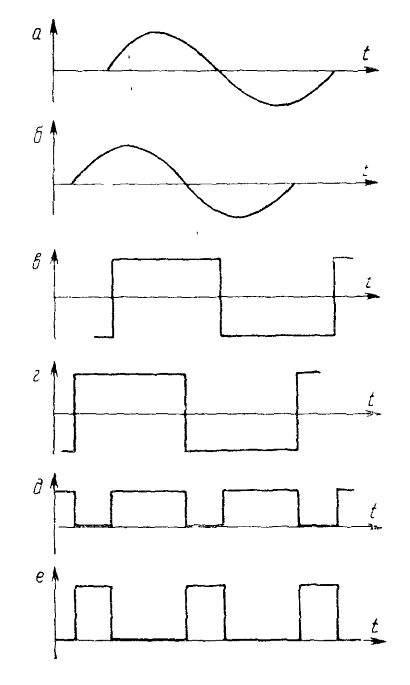


Рис. 23. Временные диаграммы сигналов в характерных точках фазометра

Последовательность импульсов на выходе элемента DD1.2 (рис. 23,*д*) имеет скважность, зависящую от фазы исследуемого сигнала относительно опорного. Рассмотренная обработка сигнала позволяет получить последовательность импульсов, длительность которых пропорциональна фазовому сдвигу и не зависит от знака смещения фазы.

Для получения импульсной последовательности с более стабильной амплитудой, среднее значение которой пропорционально измеряемой фазе, используется ключевой каскад на транзисторе VT2. Сигнал на его выходе имеет вид, показанный на рис. 23,*е*. Среднее значение импульсной последовательности измеряется микроамперметром PA1 (рис. 22), стрелка которого отклоняется на угол, пропорциональный измеряемому фазовому сдвигу. Переключателем SA2 параллельно резистору R17 подключается резистор R18. Тем самым диапазон измерения фазометра сужается от ±180 до ±50°.

Подстроечный резистор R16 предназначен для калибровки фазометра. Калибровка проводится при нижнем по схеме положении переключателя SA1 и замкнутых входах опорного и измерительного каналов фазометра. В указанном режиме элемент DD1.1 не инвертирует сигнал, и при правильной балансировке ОУ DA1 и DA2 напряжение на коллекторе транзистора VT2 становится близким к напряжению питания +5 В. Подстройкой резистора R16 устанавливается требуемый ток через микроамперметр, соответствующий фазовому сдвигу сигнала 180°.

Известно, что спектр колебаний фазы в некоторых узлах аппаратуры

магнитной записи может быть довольно широким. Кроме того, возможны значительные изменения фазы исследуемого сигнала около нулевого значения. Поэтому весьма удобным оказывается наблюдение напряжения, пропорционального измеряемому фазовому сдвигу на экране осциллографа. При этом легко выявляются особенности изменения фазы по ее временной зависимости.

Для реализации такой возможности в принципиальную схему прибора введен активный фильтр нижних частот третьего порядка на основе ОУ DA3. Частота среза фильтра около 500 Гц. При выборе полосы пропускания учитывалось, что практически наиболее удобное значение частоты измерительного сигнала равно 3150 Гц. Эта частота широко используется при записи магнитных лент для измерения коэффициента детонации. Измерительные ленты успешно используются для измерения как средних значений фазы, так и фазового спектра в полосе пропускания фильтра. Подавление сигнала с частотой 3150 Гц, обеспечиваемое фильтром, составляет не менее 60 дБ, этого вполне достаточно для большинства видов измерений.

Поскольку описанные элементы фазометра, преобразующие сдвиг фазы сигнала в пропорциональное ему напряжение, нечувствительны к знаку фазы, в приборе имеется канал индикации знака фазы, содержащий логические элементы DD2.1 — DD2.4, D-триггер DD3 и индикатор состояния триггера на транзисторной сборке VT4, VT5 и светоизлучающих диодах HL1, HL2.

Сигналы измерительного и опорного каналов поступают с выходов элементов DD1.1 и DD1.3 на двухкаскадные буферные элементы DD2.1, DD2.2 и DD2.3, DD2.4 соответственно. Между этими элементами включены интегрирующие цепи R38, C11 и R39, C12, сглаживающие помехи, возникающие в результате многократного переключения компараторов при малом соотношении сигнал-шум на входе фазометра. Равенство постоянных времени цепей, а также двухкаскадное симметричное включение буферных логических элементов не изменяют взаимного фазового сдвига между измерительным и опорным сигналами и практически не вносят поэтому дополнительной погрешности в индикацию знака фазы.

Опорный сигнал подается на тактовый вход триггера DD3, сигнал измерительного канала — на вход D триггера DD3. В зависимости от того, опережают или запаздывают импульсы на D входе триггера относительно тактовых импульсов, его выходное логическое состояние (на выводе 9 микросхемы) характеризуется соответственно напряжением либо низкого уровня, либо высокого. Напряжением высокого уровня открывается транзистор VT4, вызывая свечение светоизлучающего диода HL1. Напряжение низкого уровня на выходе триггера соответствует напряжению высокого уровня на его инверсном выходе (вывод 8), приводящему к отпиранию транзистора VT5 и зажиганию светодиода HL2.

Детали и конструкция. Фазометр собран на печатной плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита размерами 82×78×2 мм (рис. 24), помещаемой в экран соответствующих размеров. В качестве подходящего экрана использован металлический корпус телевизионного переключателя каналов СКМ-24. Для ослабления влияния электрических наводок на точность измерения, монтаж входных усилителей и усилителей-ограничителей измерительного и опорного каналов выполнен зеркально-симметрично относительно общей шины. В связи с этим ОУ DA1 монтируется на плату выводами вниз, корпус усилителя DA2 приклеивается к печатной плате, его выводы изгибаются на 180° в на-

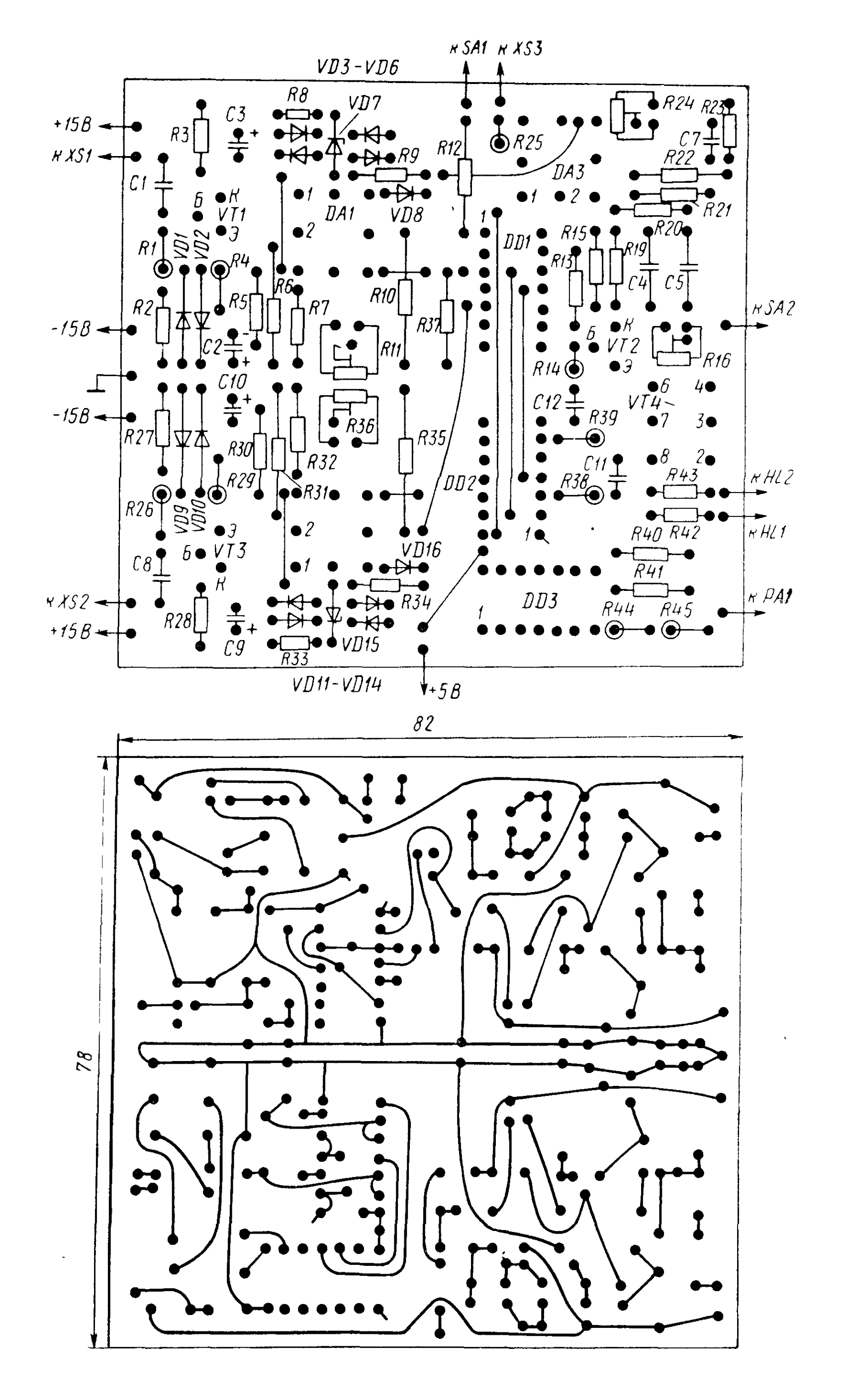


Рис. 24. Печатная плата фазометра

правлении платы и пропускаются в ее отверстия. На выводы DA2 желательно надеть изолирующие пластмассовые трубки. Перемычки на печатной плате изображены сплошными линиями, их устанавливают со стороны радиоэлементов.

Конструкция печатной платы рассчитана на установку постоянных резисторов типа МЛТ-0,125 или МЛТ-0,25 с допускаемым отклонением от номинала ±10 ... 20%. Подстроечные резисторы R11, R16, R24, R36 — типов СП3-44, СП3-16, СП3-27. Некоторые резисторы, обозначенные на рис. 24 окружностями, установлены на плате вертикально. На опорный вывод этих резисторов надевают дистанционные пластмассовые трубки длиной около 3 мм.

В устройстве могут быть использованы конденсаторы КМ-6 (С1, С8), К50-6, К50-12 (С2, С3, С6, С9, С10), К73-5, К73-9 (С4, С5, С7, С11, С12). Конденсаторы в фильтре нижних частот (С4, С5, С7), интегрирующих цепях (С11, С12), а также С2, С10 в цепях развязки желательно подобрать с погрешностью, не превышающей ±10 ... 20%. Электролитический конденсатор С6 монтируют на выводах индикаторной головки РА1. Переключатели SA1 и SA2—кнопочные типов П2К. К выводам переключателя SA2 припаиваются резисторы R17, R18. Разъемы XS1—XS3 типа СР50-73 ФВР могут быть заменены низкочастотными гнездами ОНЦ-ВГ-3/16-В. Переменный резистор R16 (калибровка 180°) устанавливается на передней панели фазометра, резисторы R17, R18 — на контактах переключателя SA2. Резисторы R17, R18, R44, R45 устанавливаются на лепестках выводов головки РА1.

Вместо указанных на схеме возможно применение транзисторов серий КТ325, КТ316 (VT2), КТ342В (VT1, VT3). Транзисторная сборка VT4, VT5 может быть заменена дискретными транзисторами серий КТ3102, КТ312, КТ315 и им подобными. Транзисторы VT1, VT3 должны иметь статические коэффициенты передачи $h_{21} \geqslant 300$, транзисторы VT2, VT4, VT5 — в пределах 40 ... 200. Полупроводниковые диоды VD1 — VD6, VD9 — VD14 могут заменяться на КД522А, КД512А, КД509А КД510А; в двух последних случаях потребуется их вертикальная установка на плату. Вместо светодиодов АЛ307Б допустимо использовать АЛ310, АЛ102.

Микросхему 574УД1А можно заменить на 574УД1В, 140УД8Б — на 140УД8 (А, В), а также 544УД1А. В фазометре использован микроамперметр М24 класса точности 1,5 с током полного отключения 100 мкА и сопротивлением рамки 760 Ом. Для питания устройства используется блок питания, обеспечивающий напряжения ±15 В при токе нагрузки не менее 50 мА и +5 В при токе 80 мА, выполненный по любой из известных схем, например [2].

Налаживание начинают с проверки правильности монтажа и выходных напряжений источника питания. Указанные напряжения не должны отклоняться от номинальных более чем на ±5%. Затем соединяют параллельно входы разъемов XS1, XS2 и подключают их к выходу звукового генератора. Подключая осциллограф к коллекторным нагрузкам транзисторов VT1, VT3, необходимо убедиться, что малосигнальный коэффициент усиления каскадов составляет 3 ... ... 5, а напряжения на коллекторах транзисторов 7 ... 9 В. Увеличивая входное напряжение, проверяют симметричность и уровень ограничения сигналов в базовых цепях транзисторов VT1, VT3, который должен составлять около 0,6 В.

После этого временно выпаивают выводы анодов диодов VD8, VD16 и контролируют осциллограммы выходного сигнала усилителей DA1, DA2. Форма сигнала в полосе частот 10 Гц ... 30 кГц должна быть близка к меандру с амплитудой ±3,7 ... 4,1 В. Если сигнал оказывается резко несимметричным относи-

тельно нуля, следует проверить исправность диодов моста. Необходимо обратить особое внимание на точную симметризацию усилителей-ограничителей, которая производится на малых входных сигналах (порядка единиц — десятков мВ) балансировочными резисторами R11, R36.

После этого восстанавливают подключение диодов VD8, VD16 к печатной плате и проверяют характер формирования прямоугольных положительных импульсов элементами DD1.1, DD1.3 в верхнем по схеме положении переключателя SA1 (режим измерения). При этом на выходе элемента DD1.2 «исключающее ИЛИ» должны наблюдаться узкие отрицательные импульсы, а постоянное напряжение в этой точке будет составлять 3,5 ... 3,8 В.

Последовательность импульсов на коллекторе транзистора VT2 должна иметь близкую к нулю постоянную составляющую, обусловленную, в основном, конечным значением напряжения насыщения транзистора VT2. При этом стрелка микроамперметра PA1 находится около нулевой отметки. В случае применения в качестве VT2 транзисторов, имеющих другое напряжение насыщения, необходимо подобрать сопротивление резистора R44, при котором стрелка микроамперметра PA1 устанавливается в нуль.

Затем переводят переключатель SA1 в нижнее по схеме положение «Калибровка». Регулировкой резистора R16 стрелка микроамперметра должна отклоняться на угол, соответствующий фазовому сдвигу 180°. При использовании головки с отметкой 100 мкА это положение стрелки соответствует делению шкалы «90».

Если применяется микроамперметр с отличающимися от рекомендованных параметрами, потребуется подбор сопротивления резистора R17. В этом случае потребуется также подбор сопротивления резистора R18. Для этого на входе любого из каналов фазометра включают RC-цепь, создающую фазовый сдвиг 30 ... 40°. Фиксируя показания фазометра на пределе измерения ±180°, переводят переключатель SA2 в положение, соответствующее пределу измерения ±50°, и подбирают такое сопротивление резистора R18, при котором показания на обоих пределах измерения совпадают. Это сопротивление можно также составить из двух последовательно соединенных резисторов.

При правильном монтаже фильтр нижних частот на основе DA3 и канал индикации знака фазы в настройке не нуждаются. Необходимо только иметь в виду, что задержка сигнала в измерительном канале относительно опорного должна приводить к появлению напряжения высокого уровня на выходе триггера и свечению светодиода HL1, опережение сигнала — к свечению светодиода HL2.

Примеры применений фазометра. Кроме очевидных и широко используемых измерений фазовых сдвигов в усилительных устройствах и фазовой балансировки стереоканалов, фазометр может успешно использоваться для регулировки узлов лентопротяжного тракта.

Одним из наиболее известных применений фазометра является установка с его помощью угла наклона зазора магнитных головок. В этом случае нормативы на точность установки достаточно просто реализуются благодаря сильной зависимости сдвига фазы между стереоканалами от угла наклона зазора. Причем с повышением частоты сигналограммы чувствительность фазового метода возрастает.

Можно рекомендовать устанавливать угол наклона в два этапа. В начале с помощью образцовой музыкальной фонограммы производится грубая регули-

ровка магнитной головки на слух по максимальной отдаче на высоких частотах. Для точной установки угла наклона к линейному выходу магнитофона подключают входы фазометра. Затем устанавливают кассету, в которую заправлена измерительная лента, имеющая сигналограммы с частотой 400 Гц (частота сигнала для установки уровня) и 3150 Гц (для измерения коэффициента детонации). Такая лента может быть заменена аналогичной сигналограммой, записанной по обеим стереофоническим дорожкам на образцовом магнитофоне.

Производя измерения на более низкой частоте (400 Гц), регулировкой положения головки в режиме воспроизведения добиваются фазового сдвига, близкого к нулю. Затем подобную, но более точную установку головки осуществляют на частоте 3150 Гц. При этом вследствие нестабильности показаний вблизи нуля более желателен осциллографический контроль значения фазы на выходе фильтра нижних частот.

Настройка магнитофона со сквозным каналом дополняется установкой записывающей головки. Для этого на чистую ленту производится запись синусоидального сигнала с постепенно повышающейся частотой и юстировочным винтом головки добиваются близкого к нулю сдвига фаз согласно описанной ранее методике.

Измерения фазы можно использовать также и для контроля различных видов колебаний натяжения магнитной ленты в лентопротяжном тракте. Поскольку для стабильного движения ленты ее натяжение должно быть постоянным во времени и равномерным по ширине, амплитуда колебаний натяжения характеризует качество протяжки ленты. Одним из самых простых измерений подобного назначения является контроль равномерности натяжения ленты по ее ширине.

Неравномерное натяжение магнитной ленты создает некоторый динамический перекос, вызывающий фазовый сдвиг идентичных сигналов, записанных по двум дорожкам магнитной ленты. В качестве сигналограммы удобно использовать технологическую ленту для измерения детонации ($f=3150$ Гц). Для проведения измерений входы фазометра подключают к линейным выходам стереоканалов магнитофона. На выход XS3 фильтра нижних частот фазометра подключают осциллограф, установленный на скорость развертки 5...20 мс/дел. При воспроизведении измерительной ленты на экране осциллографа наблюдается случайный сигнал, линейно связанный с мгновенными фазовыми сдвигами. По эффективным значениям этого напряжения можно оценить однородность натяжения ленты в различных магнитофонах. Кроме того, рассматриваемая методика контроля облегчает регулировку лентопротяжного тракта. В подобных случаях для получения наилучшей равномерности натяжения ленты достаточно добиться минимального размаха колебаний фазы путем регулировки элементов тракта: направляющих колонок, магнитных головок и т. д. Следует обратить особое внимание на соосность прижимного ролика и ведущего вала.

Для рассмотренных измерений необходимо использовать недеформированные измерительные ленты. Иначе возможно увеличение размаха колебаний фазы, которое не будет связано с качеством натяжения ленты лентопротяжным трактом магнитофона. При настройке кассетных магнитофонов необходимо также иметь в виду, что одним из источников неравномерности натяжения может являться механизм кассеты.

В заключение отметим, что описанный фазометр может быть использован как приставка к универсальному измерительному прибору, например тестеру. При этом необходимо только подобрать сопротивления резисторов R17 и R18.

ИЗМЕРИТЕЛЬ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Усиление и коррекция сигнала в каналах записи и воспроизведения магнитофона сопровождается появлением различных видов искажений. Существенным и трудноустранимым видом искажений сигнала являются нелинейные искажения. Основной причиной появления этого вида искажений в электронных усилительных каскадах является нелинейность входных и выходных характеристик транзисторов. Нелинейные искажения в магнитных лентах возникают в связи с нелинейностью кривой квазиидеального намагничивания относительно начала координат.

Известно, что реальный сигнал содержит множество частотных компонент. При этом нелинейность элементов, входящих в узлы магнитофона, приводит к появлению гармонических, а также комбинационных составляющих, частоты которых равны различным комбинациям разности и суммы частот входного сигнала. Субъективное восприятие нелинейных искажений в значительной степени обусловлено комбинационными частотами, поскольку они слабо маскируются реальными сигналами.

Однако сложность расчета и измерения комбинационных искажений исключает возможность широкого применения измерений этого параметра. Поэтому для количественной оценки нелинейных искажеиий широко используют коэффициент гармоник:

$$K_г = \sqrt{u_2^2 + u_3^2 + \ldots}/u_1;$$

где u_1, u_2, u_3, ... — действующие или амплитидные значения первой, второй, третьей и других гармоник напряжения.

Метод оценки нелинейности с помощью коэффициента гармоник позволяет делать ориентировочные выводы и об интенсивности комбинационных искажений, поскольку они имеют единую физическую природу [12].

Результирующий коэффициент гармоник магнитофона можно определить суммированием относительных значений одноименных гармоник, вносимых отдельными узлами с учетом их начальных фаз. В процессе настройки магнитофона в большинстве случаев известны коэффициенты гармоник его узлов K_1, K_2, ..., а уровни отдельных гармоник и их фаз неизвестны. Приближенная оценка итогового коэффициента гармоник может быть получена на основе суммирования мощностей гармоник:

$$K_\Sigma \approx \sqrt{K_1^2 + K_2^2 + K_3^2 + \ldots}.$$

Расчеты коэффициента гармоник усилительных каскадов основаны на графическом задании статических характеристик транзисторов. Однако значительный индивидуальный разброс параметров транзисторов заставляет рассматривать подобные расчеты как ориентировочные. В связи с этим экспериментальные измерения коэффициента гармоник приобретают основное значение.

Магнитная лента является, как правило, доминирующим источником гармонических и интермодуляционных искажений ($K_г = 0{,}5 \ldots 3\%$). При сравнительно невысоких уровнях намагниченности ленты основное значение имеет

третья гармоника. Более высокочастотные составляющие имеют значительно меньшую амплитуду. Как правило, нелинейность ленты оценивают по третьей гармонике. Спектры гармоник других элементов и узлов магнитофона могут быть значительно шире. Для иллюстрации этого на рис. 25 приведены кривые зависимости уровня отдельных гармоник в абсолютных единицах от выходного напряжения усилителя мощности магнитофона «Ростов-101». Суммарное значение коэффициента гармоник выходного сигнала при $u_{вых}=10$ В на сопротивлении нагрузки 8 Ом составляет около 1,8%. Спектр гармоник транзисторного усилителя чрезвычайно широк. Экспериментально селективным милливольтметром удалось измерить отдельные амплитуды до седьмой гармоники.

Вместе с тем, известно, что при равных коэффициентах гармоник субъективное восприятие продуктов искажений усиливается по мере насыщения спектра высшими гармониками и увеличения их амплитуды. Поэтому в аппаратуре высокой верности воспроизведения усилительные каскады должны иметь значительно меньший коэффициент гармоник, чем магнитная лента. Достаточно малым можно считать значения, составляющие 0,05 ... 0,1 %.

Измерение столь малых коэффициентов гармоник предъявляет жесткие требования не только к качеству источника гармонического сигнала, но и к разрешающей способности измерителя нелинейных искажений (ИНИ). Разрешающая способность большинства современных ИНИ ограничивается коэффициентом гармоник входного усилителя измерительного прибора, который составляет в большинстве случае в 0,02 ... 0,06 %.

В ряде радиолюбительских конструкций нелинейность входного усилителя вообще не оценивается, либо за разрешающую способность ИНИ принимают приведенный к выходу режекторного фильтра уровень шума вольтметра. Следует подчеркнуть, что измерение коэффициентов гармоник, сопоставимых с

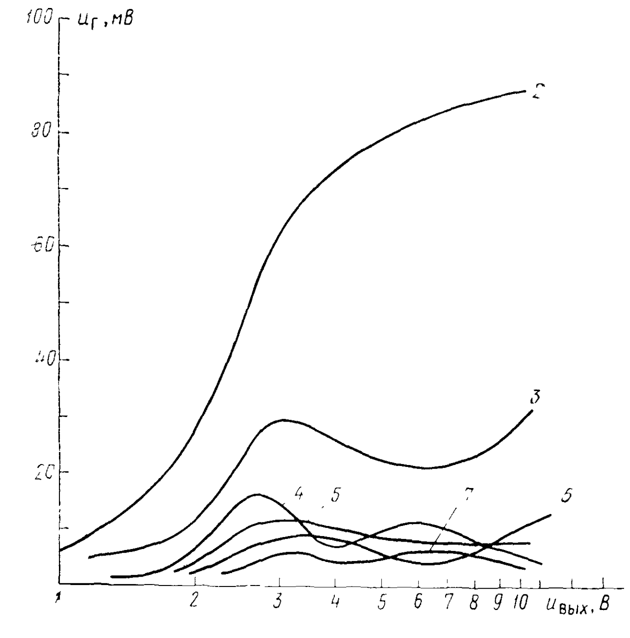


Рис. 25. Зависимости уровней второй (2), третьей (3) и т. д. гармоник (в абсолютных единицах) от выходного напряжения усилителя мощности магнитофона

указанными значениями, может приводить к трудно обнаруживаемому снижению точности измерений за счет как занижения, так и завышения показаний ИНИ. Последнее связано с тем, что соотношения фаз гармоник источника исследуемого сигнала и входного усилителя ИНИ в принципе случайны, поэтому алгебраическое сложение соответствующих гармоник может приводить к отклонению показаний ИНИ в любом направлении.

Указанная особенность значительно усложняет использование ИНИ для измерения малых значений коэффициентов гармоник, заставляя дополнительно применять пассивные фильтры, подавляющие первую гармонику исследуемого сигнала на входе ИНИ. При разработке описываемого ИНИ основное внимание уделялось снижению собственных нелинейных искажений прибора.

Структурная схема измерителя нелинейных искажений показана на рис. 26. Прибор может работать в двух режимах. В первом режиме, соответствующем верхнему по схеме положению подвижного контакта переключателя S1, измеряется коэффициент гармоник подаваемого на вход сигнала. Во втором измеряется действующее значение входного напряжения.

Рассмотрим функционирование прибора в первом режиме. Исследуемый сигнал поступает через входной аттенюатор E1 на фильтр верхних частот Z1 и выпрямитель UZ1. Фильтр Z1 имеет частоту среза 400 Гц, предназначен для ослабления низкочастотных помех и может отключаться переключением S2. Отфильтрованный сигнал подается на усилитель A1, имеющий противофазные выходы. К указанным выходам подключен режекторный фильтр R1, C1, R2, C2. Амплитуда напряжения на верхнем выходе усилителя A1 вдвое больше, чем на нижнем. Указанное соотношение амплитуд сигналов и их противофазность при условии $R1=R2=R$, $C1=C2=C$ позволяют получить наивысшее затухание первой гармоники сигнала на квазирезонансной частоте фильтра:

$$f_0=1/(2\pi RC).$$

Известно, что диапазонная перестройка режекторного фильтра может осуществляться как сдвоенными резисторами, так и блоком переменных конденсаторов. Однако ввиду высокой «остроты» настройки полосового фильтра применение даже прецизионных переменных резисторов, обладающих определенным шагом изменения сопротивления, нежелательно. В описываемом при-

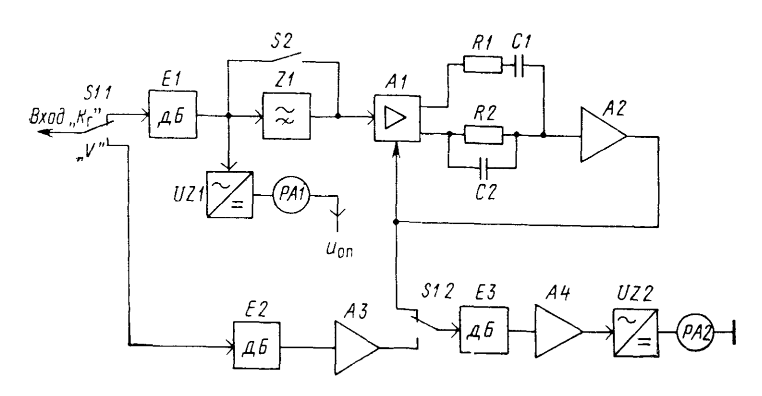


Рис. 26. Структурная схема измерителя нелинейных искажений

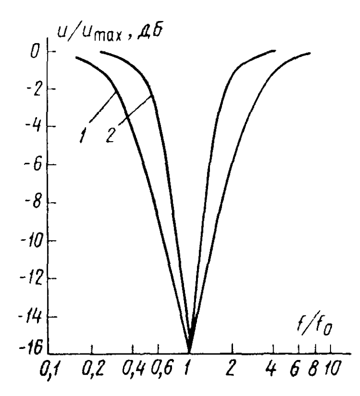


Рис. 27. Амплитудно-частотная характеристика режекторного фильтра:
1 — без использования цепи отрицательной обратной связи;
2 — с цепью отрицательной обратной связи

боре для настройки фильтра используется двухсекционный блок переменных конденсаторов.

На частоте квазирезонанса режекторного фильтра практически удается получить весьма высокое подавление первой гармоники сигнала. Однако АЧХ фильтра недостаточно равномерна (кривая 1 на рис. 27). Это приводит к значительному ослаблению уровня второй гармоники по отношению к гармоникам более высокого порядка и увеличивает погрешности измерения коэффициента гармоник. Указанный недостаток формы АЧХ становится особенно очевидным, если учесть, что в спектрах гармоник большинства радиотехнических узлов преобладает именно вторая гармоника.

Для выравнивания АЧХ прибора в режиме измерения коэффициента гармоник к выходу полосового фильтра подключен усилитель А2 с высокоомным входом, сигнал которого вводится в цепь отрицательной обратной связи усилителя А1. Благодаря этому относительное ослабление уровня сигнала на частоте второй гармоники снижается до —1 дБ (кривая 2).

Аттенюатор Е3 предназначен для выбора предела измерения коэффициента гармоник. Его выходной сигнал подается на усилитель А4. В большинстве практических случаев спектры гармоник содержат более одной гармонической составляющей, поэтому форма сигнала на выходе усилителя А4, как правило, существенно отличается от синусоидальной. Применение в данном случае для измерения напряжения широко распространенных амплитудных вольтметров приводит к значительным ошибкам. Поэтому для измерения действующего значения выходного напряжения усилителя А4 используется преобразователь среднеквадратических значений UZ2, нагруженный на измерительную головку РА2.

Как было показано, достоверная оценка коэффициента гармоник путем измерения среднеквадратического значения напряжения высших гармоник возможна лишь в случае поддержания стабильного уровня первой гармоники сигнала. Вместе с тем, поскольку нелинейность исследуемых узлов не превышает 10%, допускается нормировать амплитудное значение сигнала вместо амплитуды первой гармоники.

Для поддержания постоянного уровня входного сигнала усилителя А1 в измеритель введен индикатор баланса, содержащий выпрямитель UZ1 и индикаторную головку РА1. Подключение головки РА1 между выходами источника опорного напряжения $u_{оп}$ и выпрямителя UZ1 позволяет непрерывно контролировать стабильность уровня сигнала на выходе аттенюатора Е1 без использования переключений в цепях полосового фильтра R1, C1, R2, C2. Последнее упрощает применение прибора для исследования узлов с непостоянным коэффициентом передачи.

В нижнем по схеме положении переключателя S1 между входом прибора и аттенюатором Е3 включается высокоомный аттенюатор Е2 и широкополос-

ный усилитель А3. При этом прибор измеряет действующее напряжение входного сигнала. Выбор пределов измерения осуществляется с помощью аттенюаторов Е2 и Е3.

Основные технические характеристики:

Диапазон частот первой гармоники, Гц	—30...30·10³
Пределы измерения коэффициента гармоник, % . .	0,1...30
Погрешность измерения коэффициента гармоник, %, не более	±(0,1Кг+0,03%)
Диапазон входных напряжений, В	0,1...100
Пределы измерения напряжений, мВ	1...100·10³
Погрешность измерения напряжения, %, не более	5
Входное сопротивление прибора, кОм:	
в режиме измерения коэффициента гармоник	—100
в режиме измерения напряжения	—900

Принципиальная схема ИНИ представлена на рис. 28.

В режиме измерения коэффициента гармоник входной сигнал с разъема XS1 поступает на аттенюатор, состоящий из переменных резисторов R1 и R2 соответственно для грубой и точной установки (калибровки) уровня сигнала, поступающего на усилитель. Конденсатор С3 совместно с входным сопротивлением усилительного каскада на транзисторе VT1 образуют фильтр верхних частот с частотой среза около 400 Гц. Основное назначение фильтра — подавление промышленных помех с частотами 50, 100 Гц. Переключателем SB2 параллельно С3 может подключаться конденсатор С2, расширяющий частоту среза полосы пропускания фильтра до 30 Гц — нижней границы рабочего диапазона частот ИНИ.

В качестве входного каскада усилителя сигнала использован дифференциальный усилитель на транзисторах VT2, VT3, эмиттерные токи которого задаются источником тока на транзисторе VT4. В коллекторную цепь VT2 включена динамическая нагрузка — транзистор VT1. Напряжение сигнала, выделяемое на коллекторной нагрузке VT2, поступает на усилитель напряжения (VT5, VT6), выходной сигнал которого подается на усилительный каскад с разделенной нагрузкой (фазорасщепитель), выполненный на транзисторе VT7.

С нагрузочных резисторов R11, R14 фазорасщепителя сигнал поступает на эмиттерные повторители, выполненные на транзисторах VT8 и VT9. Применение повторителей напряжения обеспечивает требуемый режим источника напряжения для режекторного фильтра, подключенного к выходам усилителя.

Номинальные режимы по постоянному току и требуемая глубина отрицательной обратной связи по переменному обеспечиваются элементами R17, R18, С8, R12, R13, образующими цепь отрицательной обратной связи. Благодаря выбору определенного соотношения сопротивлений нагрузочных резисторов фазорасщепителя, соотношение амплитуд сигналов на выходах усилителя во всем частотном диапазоне близко к двум. Требуемое для наилучшего подавления первой гармоники соотношение амплитуд сигналов, равное двум, может устанавливаться балансировочными резисторами R21 («Грубо») и R20 («Точно»).

Применение усилительных каскадов, имеющих динамическую нагрузку, и введение достаточно глубоко общей отрицательной обратной связи позволило существенно снизить нелинейность рассматриваемого усилителя. В полосе частот 200 ... 5000 Гц при амплитуде выходного сигнала менее 1 В коэффициент гармоник усилителя не превышает 0,02%.

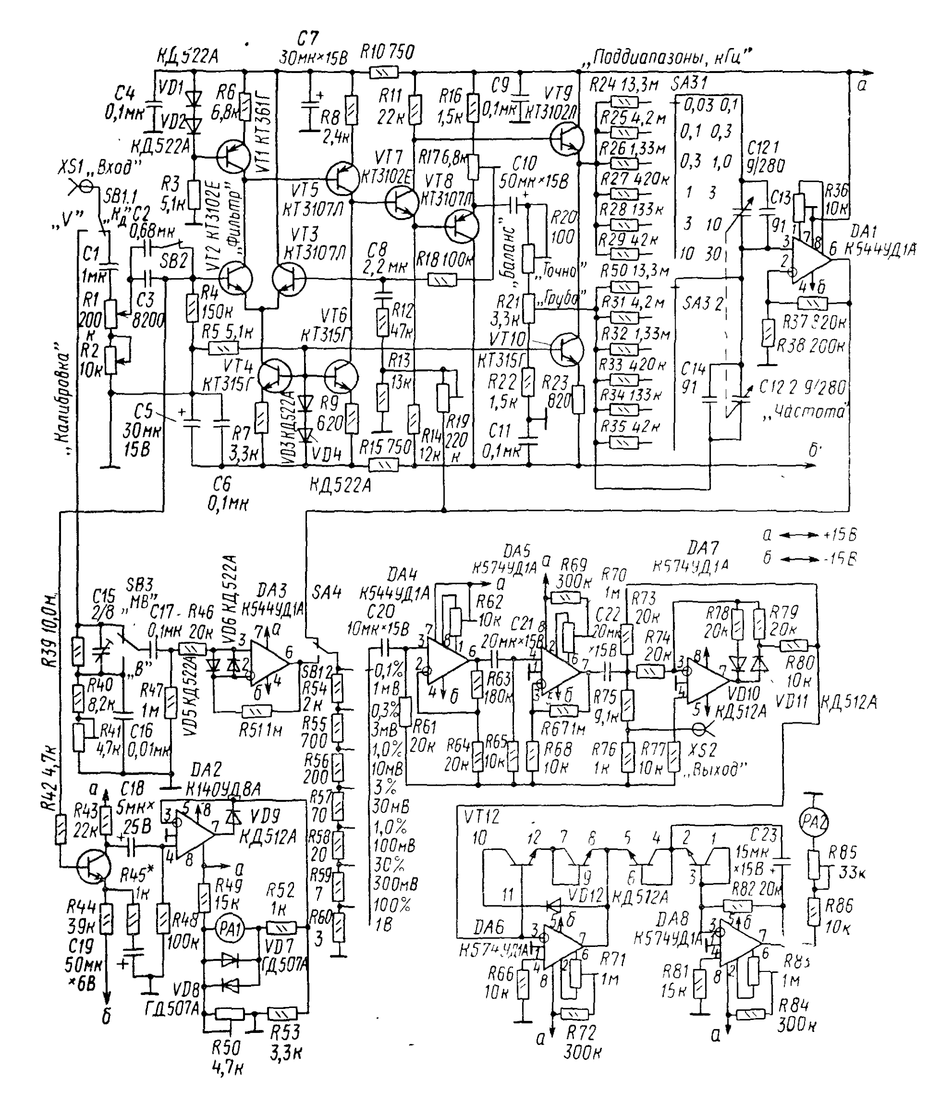


Рис. 28. Принципиальная схема измерителя нелинейных искажений

Диапазонная перестройка режекторного фильтра осуществляется блоком переменных конденсаторов C12.1, C12.2. Переключение частотных поддиапазонов производится за счет изменения сопротивления резисторов фильтра переключателем SA3. Отфильтрованный сигнал подается на усилитель DA1, в качестве которого использован ОУ в неинвертирующем включении с нормированным коэффициентом шума и высоким входным сопротивлением. Последнее исключает шунтирование режекторного фильтра на низкочастотных поддиапазонах прибора.

Резисторы R12, R13, R19 образуют цепь отрицательной обратной связи по переменному току, глубиной около 10 дБ, существенно снижающую неравномерность АЧХ режекторного фильтра прибора (рис. 27). В рассматриваемом режиме измерения коэффициента гармоник выходной сигнал усилителя DA1 поступает на резистивный делитель напряжения SA4 («Выбор пределов измерения»). С выхода делителя сигнал подается на двухкаскадный усилитель напряжения, выполненный на ОУ DA4, DA5 в неинвертирующем включении, имеющий коэффициент усиления около 10^3. Выход усилителя соединен с резистивным делителем R75, R76, выходной сигнал которого подается на гнездо XS2 «Выход». К этому гнезду может быть подключен осциллограф, а также другие измерительные приборы для оценки ширины спектра гармоник, уровня шума, выявления наиболее мощных гармонических составляющих и т. д. На ОУ DA7, а также на ОУ DA6, DA8 выполнены прецизионный двухполупериодный выпрямитель и устройство выделения среднеквадратического значения сигнала [13]. Двухполупериодное выпрямление осуществляется за счет сложения прямого и инвертированного полупериодов тока, протекающего по резисторам R73 и R80 соответственно, на входе усилителя DA6. Для улучшения температурной стабильности устройства выделения среднеквадратического значения напряжения в качестве согласованных диодов использованы p—n переходы база — эмиттер транзисторной сборки VT12. Квазипостоянное выходное напряжение рассмотренного устройства подается через резисторы R85, R86 на измерительную головку PA2.

Узел калибровки уровня входного сигнала содержит усилитель напряжения сигнала на транзисторе VT11, прецизионный однополупериодный выпрямитель на основе ОУ DA2 и измерительный полумост (R49, R50, R53). Коэффициент передачи каскада на VT11 близок к 20 дБ. Германиевые диоды VD7, VD8, подключенные встречно-параллельно к выводам микроамперметра PA1, служат для защиты измерительной головки от перегрузок.

Если амплитуда входного сигнала на базе транзистора VT2 равна номинальному значению — 100 мВ, средневыпрямленное значение напряжения на нагрузочном сопротивлении R53 прецизионного выпрямителя будет равно напряжению в точке соединения резисторов R49, R50. При этом ток по цепи резистора R52 — измерительная головка PA1 не протекает, стрелка головки PA1 остается в среднем положении. Если в силу каких-либо причин уровень входного напряжения становится отличным от номинального, по указанной цепи начинает протекать ток, отклоняющий стрелку измерительной головки PA1 в ту или иную сторону. После обнаружения нестабильности уровня сигнала оператору необходимо привести стрелку микроамперметра в нейтральное положение с помощью регулировочных резисторов R1, R2.

В режиме измерения среднеквадратического значения входного напряжения сигнал поступает на частотно-компенсированный делитель напряжения R39, R40, R41, C15, C16. В верхнем по схеме положении переключателя SB3 сигнал поступает непосредственно на неинвертирующий вход ОУ DA3. В нижнем по схеме положении SB3 коэффициент передачи упомянутого делителя равен 10^{-3}. Поэтому в первом случае производится измерение напряжений до 1 В, во втором — напряжений, превышающих 1 В.

Операционный усилитель DA3 работает в схеме неинвертирующего повторителя напряжения. Для защиты от перегрузок между входами ОУ DA3 включены кремниевые диоды VD5, VD6. Выходной сигнал DA3 подается на делитель

напряжения SA4 (выбор пределов измерения). **Функционирование остальных** узлов прибора, работающего в режиме измерения среднеквадратического значения напряжения, было описано ранее.

Конструкция и детали. В измерителе нелинейных искажений могут быть использованы постоянные резисторы типов МЛТ-0,125 или МЛТ-0,25 с допускаемым отклонением от номинала 10...20%. Исключение составляют резисторы делителя напряжения в переключателе пределов измерения R54—R60, точность подбора сопротивлений которых должна быть не хуже 1...2%. В конструкции прибора использованы подстроечные резисторы R17, R19, R36, R50, R62, R70, R71, R83, R86 типа СП3-38А. Однако могут быть применены малогабаритные резисторы и других типов, например СП3-27А, СП3-44.

В качестве переменных резисторов R1, R2, R20, R21 могут использоваться регулировочные резисторы типов СП3-4АМ, СП3-6, СП3-9а и др. При выборе регулировочных резисторов, отличающихся от указанных, предпочтение следует отдавать наиболее малогабаритным типам резисторов с повышенной износоустойчивостью.

В приборе могут быть применены конденсаторы типов КМ5, КМ6, К73 (С1—С4, С6, С8, С9, С11, С17), К50-6, КОПП (С5, С7, С10, С19), К53-1 (С23), К50-6 — неполярные (С20—С22), К10-17, К10-23, К10-7В (С13, С14, С16). Подстроечный конденсатор С15 — типа КПК-МН, КТ4-21, КТ4-23. Емкости конденсаторов С13, С14 не должны различаться более чем на 2...4%.

Вместо указанных на схеме возможно использование транзисторов серий КТ342В (VT2, VT3), КТ312, КТ315 (VT1, VT4—VT10), КТ306, КТ316 (VT11). Транзисторная сборка КР198 НТ1Б может быть заменена на КР198 НТ1А. Статические коэффициенты передачи токов базы транзисторов VT2, VT3 должны быть $h_{21} \geqslant 250$ и согласованы с точностью не хуже 10...20%. Коэффициенты передачи токов базы транзисторов VT1, VT4, VT6, VT10, VT11 должны составлять $h_{21} = 100 ... 300$, транзисторов VT5, VT7, VT8, VT9—200...400. Полупроводниковые диоды VD1—VD6 могут заменяться на диоды серий КД503, КД509, КД510, диоды VD7, VD8 — на Д9А, Д9Б, Д18. Вместо указанных на схеме типов диодов VD9—VD12 могут быть использованы диоды серий КД514, КД522.

Операционные усилители DA1, DA3, DA4 можно заменить на К544УД1Б, DA5 — DA8 — на К544УД2, К140УД11, DA2 — на К140УД6, К140УД8Б.

В приборе использованы кнопочные переключатели П2К (SB1—SB3) и галетный переключатель ПГ3 (SA4), который можно заменить на ПГК, ПМ. Входной и выходной разъемы прибора (XS1, XS2) — высокочастотные, типа СР50-73ФВР. Возможна замена указанных разъемов на низкочастотные унифицированные типа ОНЦ-ВГ-3/16.

Основная часть элементов ИНИ смонтирована на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размерами 195×60 мм и толщиной 2 мм (рис. 29). Переменные резисторы R1, R2 «Калибровка сигнала» монтируют на передней панели прибора. Конденсатор С1 закрепляют на выводах резистора R1, конденсатор С2 — на контактах переключателя SB2. Выводы конденсаторов С13, С14 припаивают к лепесткам секций блока переменных конденсаторов С12, а диоды VD7, VD8 — к лепесткам измерительной головки PA1. Резистор R39 и подстроечный конденсатор С15 монтируют на зажимах переключателя SB3. В описываемой конструкции резисторы переключателя пределов измерения R54—

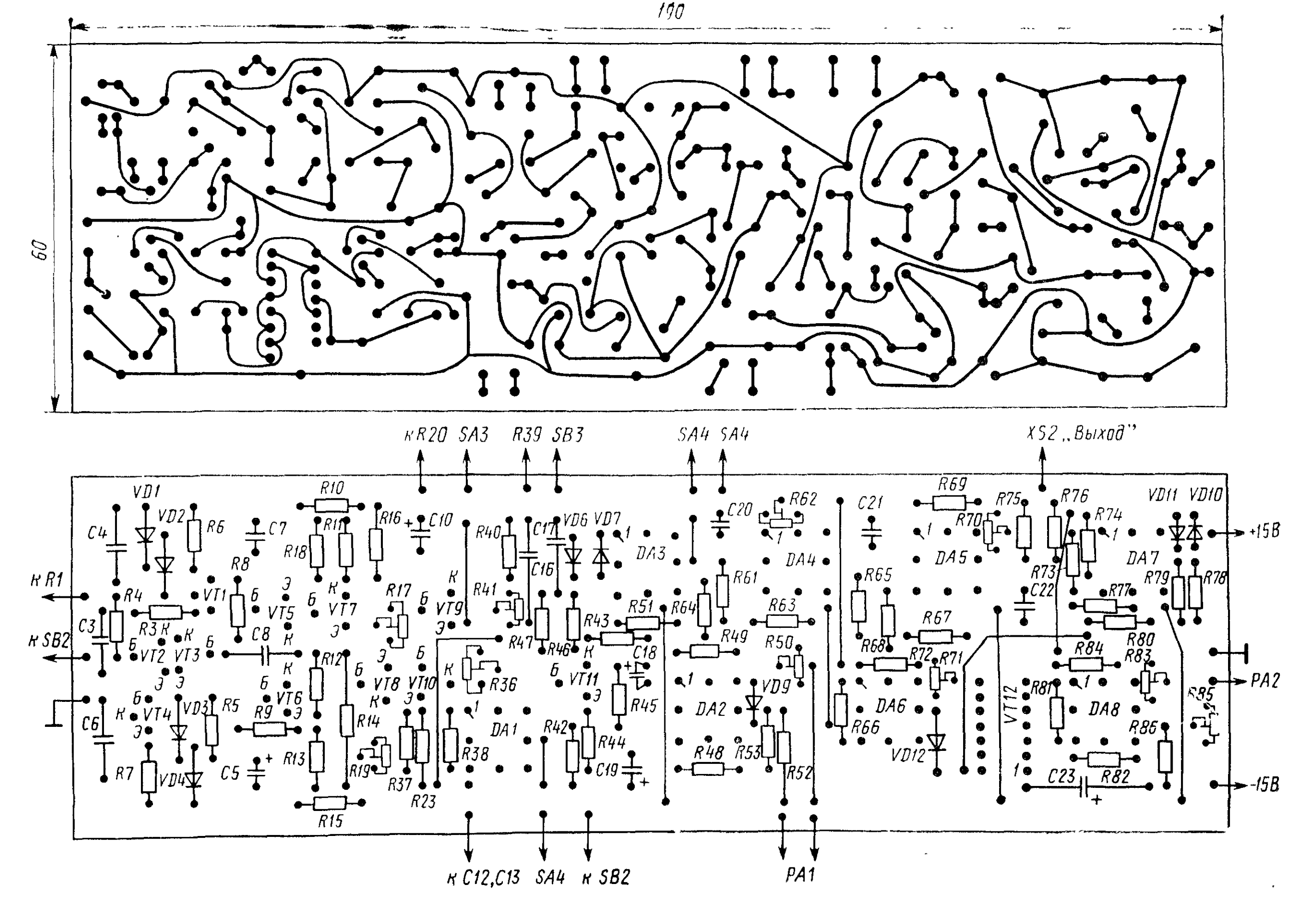


Рис. 29. Печатная плата измерителя нелинейных искажений

R60 размещены на выводах переключателя SA4, однако они могут быть смонтированы и на отдельной печатной плате.

В приборе могут быть использованы микроамперметры с нулем в середине шкалы (PA1) и током полного отклонения 50 ... 200 мкА типов М4204, М4248 и др. В качестве измерительной головки PA2 допустимо использовать микроамперметры М260, М265, М24, М93 с током полного отклонения 50 ... ... 200 мкА.

В ИНИ применяют блок переменных конденсаторов от радиоприемника «Альпинист-407», к которому изготовлен верньер с передаточным отношением около 5 : 1. Блок конденсаторов C12 изолирован от корпуса и помещен в металлический экран, электрически соединенный с шасси. Прибор питается от стабилизированного источника напряжения, обеспечивающего выходные напряжения ±15 В и уровень пульсаций не более 0,5 мВ при номинальном токе нагрузки.

Налаживание прибора начинают с проверки выходных напряжений источника питания, которые не должны отличаться от номинальных более чем на ±10%. Прибор устанавливают в режим измерения среднеквадратического значения входного напряжения, а переключатель SB3 — в положение, соответствующее пределу измерения «мВ». После этого на вход прибора подают синусоидальный сигнал с частотой 1000 Гц от генератора звуковых частот типа Г3-36, Г3-102, Г3-109 или им подобных, а к выходу ОУ DA3 подключают осциллограф. Плавно увеличивая амплитуду входного напряжения, контролируют форму сигнала на выходе ОУ DA3. В диапазоне амплитуд 0 ... 500 мВ не должно наблюдаться заметных искажений формы сигнала или признаков самовозбуждения, а полоса пропускания входного повторителя напряжения на DA3 должна составлять не менее 500 кГц. Ограничение сигнала диодами VD5, VD6 должно наступать при амплитудах напряжения, превышающих 600 ... 800 мВ.

Точная установка коэффициента передачи входного делителя вольтметра производится резистором R41, после установки переключателя пределов измерения в положение «В». Наилучшая равномерность АЧХ делителя в области частот 10 ... 500 кГц обеспечивается подстройкой емкости конденсатора C15. Для контроля напряжений желательно применять вольтметры переменного тока повышенной точности, например типов В7-20, В7-22, однако могут быть использованы и милливольтметры В3-38, В3-48. Проверка коэффициента передачи делителя R54—R60 производится известными способами.

После этого балансируют усилители DA4 и DA5 и подают на вход ОУ DA4 синусоидальный сигнал напряжением 1 мВ. При этом напряжение на выходе ОУ DA5 должно быть равно 1000 мВ. Если напряжение существенно отличается от указанного, необходимо изменить коэффициент передачи усилителя DA4 с помощью подбора сопротивления резистора R64.

В процессе контроля формы сигнала следует иметь в виду, что усилители К574УД1А склонны к самовозбуждению при емкостном характере нагрузки. Поэтому входная емкость щупа используемого осциллографа не должна превышать 30 пФ. В большинстве серийных осциллографов это условие удовлетворяется благодаря применению выносного делителя напряжения 1 : 10.

Для настройки двухполупериодного выпрямителя на основе DA7 на его вход подается синусоидальный сигнал 1В, а в разрыв проводника, соединяющего вывод резисторов R80, R73 с инвертирующим входом DA6, временно впаивается резистор сопротивлением около 500 Ом, к которому подключается вход

осциллографа. В нормальном режиме работы выпрямителя на указанном резисторе должны наблюдаться колоколообразные импульсы с амплитудой около 20 мВ. Чередование импульсов с неравными амплитудами может свидетельствовать о неудовлетворении следующего соотношения сопротивлений: R80=R73/2, или неисправности одного из элементов выпрямителя.

Настройку устройства выделения среднеквадратического значения сигнала целесообразно проводить следующим образом. Вначале подстроечным резистором R71 устанавливают напряжение на выходе DA6 равным —(1,0 ... 1,15 В). Движок подстроечного резистора R85 должен находиться в среднем положении. Регулировкой подстроечного резистора R83 стрелку микроамперметра RA2 устанавливают на начальное деление шкалы. Затем переключатели SB3 и SA4 устанавливают в положение, соответствующее максимальной чувствительности вольтметра. На вход прибора подают калиброванный сигнал, имеющий действующее значение напряжения 1 мВ, и подстройкой резистора R85 устанавливают стрелку микроамперметра PA2 на конечную отметку шкалы.

После этого переключатель SB1 переводят в режим измерения коэффициента гармоник, а движки переменных резисторов R14, R17 — в среднее положение. Правильно собранный входной усилитель ИНИ работоспособен сразу после включения. Потребуется, тем не менее, установка режимов усилителя по постоянному току подстроечным резистором R17. Напряжение на коллекторе транзистора VT7 должно составлять +5,5 ... 6,5 В, эмиттера транзистора VT8 — около —8,5 ... 9,5 В. Невозможность установки указанных напряжений может быть связана с ошибками в монтаже, либо с неисправностью одного из элементов усилителя.

Затем на вход усилителя подают синусоидальное напряжение от генератора звуковых частот. Указанные режимы по постоянному току должны соответствовать максимальной амплитуде неискаженного синусоидального сигнала на выходах усилителя, коэффициент передачи которого от входа до эмиттера VT9, а также до эмиттера VT8 должен составлять 7,4 ... 8,5 и 4 ... 5 соответственно. Далее необходимо убедиться, что с помощью переменных резисторов R20, R21 можно изменять уровень сигнала на движке резистора R21 в пределах не у́же 0,4 ... 0,6 напряжения сигнала на эмиттере VT9. Правильно собранный усилитель на ОУ DA1 в настройке не нуждается.

Далее следует установить коэффициент передачи последовательно соединенных входного усилителя, режекторного фильтра и усилителя DA1. Для этого напряжение, подаваемое на вход усилителя синусоидального сигнала, устанавливается равным 100 мВ. Режекторный фильтр расстраивают относительно частоты первой гармоники сигнала и с помощью подстроечного резистора R19 изменяют усиление таким образом, чтобы напряжение сигнала на выходе DA1 составляло 1000 мВ. Проведенные автором измерения показали, что при указанных условиях и возможной замене экземпляров транзисторов запас устойчивости рассмотренного усилителя составляет 8 ... 10 дБ, что можно считать вполне достаточным.

Заключительным этапом является настройка узла калибровки уровня входного сигнала. Для этого следует убедиться, что напряжение на базе VT2 равно 100 мВ, коэффициент передачи усилителя на VT11 составляет 16 ... 20, а напряжение на резисторе R53 имеет вид колоколообразных импульсов, следующих с частотой входного сигнала. Регулировкой подстроечного резистора R50 устанавливают стрелку микроамперметра PA1 в середину шкалы. Изменение

амплитуды входного сигнала на ±20% должно вызывать отклонение стрелки микроамперметра к крайним делениям шкалы измерительного прибора. Изменение чувствительности узла калибровки в небольших пределах может осуществляться подбором резистора R52. Изменение сопротивления этого резистора может потребоваться также, если в качестве измерительной головки PA1 будет использоваться микроамперметр с параметрами, отличающимися от рекомендованных. При необходимости более глубокая регулировка чувствительности узла калибровки производится с помощью изменения сопротивления резистора R45.

АКТИВНЫЙ ВЫНОСНОЙ ЩУП ДЛЯ ОСЦИЛЛОГРАФА

При настройке цепей частотной коррекции, усилительных каскадов, содержащих быстродействующие операционные усилители, а также логических цифровых устройств магнитофонов, активное входное сопротивление осциллографа должно быть порядка сотен килоом, а входная емкость — достаточно малой.

Если первое требование на практике удовлетворяется сравнительно просто, так как осциллографы имеют входное сопротивление не менее 500 кОм, то второе обеспечивается далеко не всегда. Входной кабель осциллографа длиной около 1 м совместно с емкостью входного каскада осциллографа образуют суммарную емкость 120...150 пФ. Введение такой емкости в налаживаемое устройство во многих случаях существенно изменяет его функционирование, что приводит к погрешностям измерения формы сигналов на частотах от 5... ...10 кГц и выше. Кроме того, интенсивно внедряемые в настоящее время быстродействующие операционные усилители склонны к самовозбуждению при подключении указанной входной емкости осциллографа к их выходу. На практике при настройке магнитофонов допустимой входной емкостью щупа осциллографа можно считать 10...15 пФ.

Широко используемым в настоящее время способом снижения входной емкости приборов является применение выносных компенсированных делителей напряжения. Однако одновременно с уменьшением входной емкости приблизительно во столько же раз снижается его чувствительность, что не всегда допустимо. Например, при уменьшении входной емкости с 150 пФ до 10...15 пФ приходится мириться с десятикратным снижением чувствительности осциллографа. Для существенного снижения входной емкости, не приводящего к изменению чувствительности, целесообразно применять выносные активные щупы, в которые вмонтированы повторители напряжения. Поскольку повторители напряжения могут строиться по самым различным принципиальным схемам, рассмотрим вначале наиболее простой вариант — эмиттерный повторитель напряжения.

Благодаря глубокой отрицательной обратной связи параметры эмиттерного повторителя малочувствительны к шунтирующему действию емкости кабеля $C_к$, включенной параллельно его нагрузочному резистору. Приближенная входная емкость $C_к$ без учета емкости перехода коллектор — база эмиттерного повторителя равна:

$$C_{вх} = C_н / h_{21},$$

где $C_н$ — емкость нагрузки; h_{21} — коэффициент передачи тока базы транзисто-

ра. Включение эмиттерного повторителя уменьшает в h_{21} раз влияние емкости нагрузки на исследуемые цепи. При этом коэффициент передачи повторителя по напряжению близок к единице практически во всем диапазоне рабочих частот.

Принципиальная схема активного щупа на основе эмиттерных повторителей представлена на рис. 30. Известно, что использование многокаскадных повторителей напряжения существенно улучшает их основные характеристики. Для повышения входного и снижения выходного сопротивлений, а также ослабления зависимости выходного сопротивления от сопротивления исследуемого участка устройство выполнено на составном эмиттерном повторителе. Первый эмиттерный повторитель VT1 является входным каскадом, нагруженным достаточно высоким входным сопротивлением входного повторителя напряжения VT2. Основная функция второго каскада — обеспечение необходимого выходного тока в нагрузку и малого выходного сопротивления устройства. Исследуемый сигнал подается на базу транзистора VT1 структуры n-p-n, а с нагрузочного сопротивления R5 на транзистор VT2.

Необходимо отметить, что при емкостном характере нагрузки щупа входная проводимость эмиттерного повторителя содержит отрицательную активную составляющую, что свидетельствует о потенциальной возможности его самовозбуждения на высоких частотах. Для предотвращения самовозбуждения в цепь базы транзистора VT1 включен резистор R1. Смещение на базу VT1 задается низкоомным делителем R2, R3, способствующим высокой температурной стабильности повторителя напряжения. Устранение шунтирующего влияния делителя на входное сопротивление щупа достигается компенсирующей цепью, содержащей конденсатор C2. Его проводимость в полосе рабочих частот достаточно велика, поэтому амплитуды переменных напряжений на выводах R4 оказываются весьма близкими, а динамическое сопротивление этого резистора для сигнала — высоким. Для снижения нелинейных искажений сигнала на высоких частотах и расширения полосы пропускания ток коллектора выходного каскада VT2 выбран достаточно большим —3,5 ... 4,0 мА.

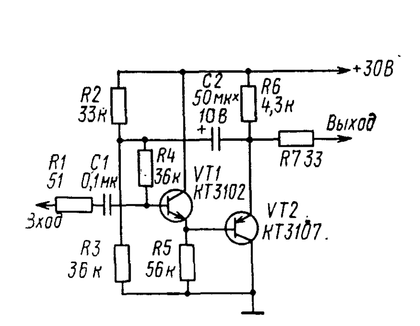


Рис. 30. Принципиальная схема выносного щупа, выполненного на основе составного эмиттерного повторителя

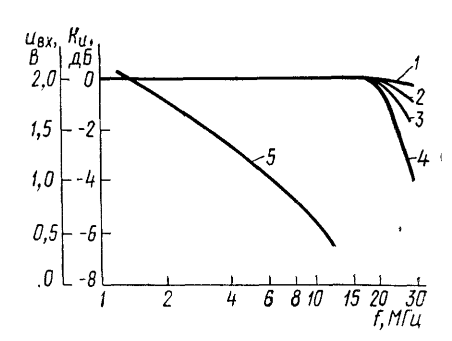


Рис. 31. Амплитудно-частотные характеристики составного эмиттерного повторителя (кривые 1—4) при емкостях нагрузки соответственно 10, 50, 70 и 100 пФ, а также допустимое напряжение входного сигнала (кривая 5) при емкости нагрузки 70 пФ

Входное сопротивление щупа в области низких частот не менее 500 кОм; емкость входного каскада, измеренная на частоте 2 мГц, около 8,5 пФ. На рис. 31 изображены АЧХ выносного щупа, нагруженного на различные емкости. Видно, что с увеличением емкости нагрузки полоса пропускания повторителя сужается незначительно, однако даже при максимальной емкости, равной 100 пФ, полоса рабочих частот активного щупа не менее 25 МГц.

Уровень ограничения сигнала мало изменяется на частотах ниже 200 кГц и составляет 9,5 ... 10 В при напряжении питания 30 В. С повышением частоты нелинейность передаточной характеристики повторителя напряжения возрастает, поэтому допустимое входное напряжение снижается. На рис. 31 (кривая 5) представлена зависимость допустимого входного напряжения от частоты сигнала при коэффициенте гармоник около 5% и наиболее вероятной емкости кабеля, равной 70 пФ.

Указанная зависимость позволяет оценивать максимально допустимый уровень напряжения входного сигнала. Если, например, известно, что максимальная частота в спектр входного сигнала равна 5 МГц, то амплитуда напряжения на этой частоте не должна превышать 1,1 В.

Наряду с бесспорными достоинствами выносных щупов на основе эмиттерных повторителей — широкой полосой пропускания, простотой схемных решений, они имеют и ряд недостатков. Основным из них является смещение постоянной составляющей напряжения входного сигнала, возникающее вследствие протекания базового тока входного транзистора по исследуемым цепям. Минимизация смещения постоянной составляющей в устройствах на биполярных транзисторах, необходимая для реализации «открытого входа» щупа, сопряжена со значительными трудностями.

Исключение смещения постоянной составляющей возможно в повторителях напряжения с полевыми транзисторами во входном дифференциальном каскаде. Температурная нестабильность полевых транзисторов минимизируется глубокой отрицательной обратной связью. Выносной щуп (рис. 32) содержит согласованную пару полевых транзисторов VT1, VT2, используемых в дифференциальном входном каскаде, транзистор VT3 — источник тока каскада и усилитель напряжения (транзистор VT4). Входной сигнал подается на затвор тран-

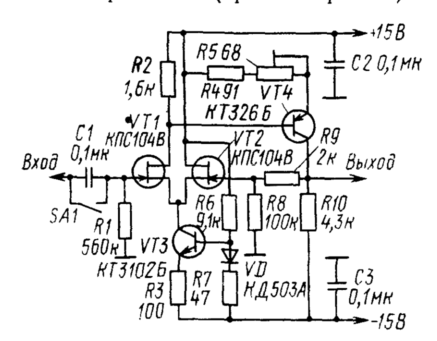


Рис. 32. Принципиальная схема выносного щупа с дифференциальным каскадом на полевых транзисторах

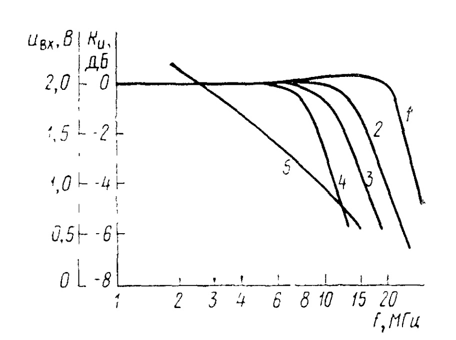


Рис. 33. Амплитудно-частотные характеристики выносного щупа (кривые 1—4) при емкостях нагрузки 10, 50, 70 и 100 пФ, а также допустимое напряжение входного сигнала (кривая 5)

зистора VT1. Сигнал, усиленный этим транзистором, поступает на базу транзистора VT4. Выходное напряжение активного щупа снимается с коллекторной нагрузки VT4 — резистора R10. Одновременно это напряжение прикладывается к затвору транзистора VT2 дифференциальной пары. Глубокая отрицательная обратная связь и высокое дифференциальное сопротивление источника тока обеспечивают близкий к единице коэффициент передачи повторителя. Нелинейность повторителя напряжения в области высоких частот снижается выбором достаточно высокого значения тока коллектора транзистора VT4 (около 4 мА). Температурная стабильность устройства достаточно высока в результате глубокой отрицательной обратной связи, а также использования источника тока на транзисторе VT3.

Основные характеристики повторителя напряжения показаны на рис. 33. Кривыми 1—4 представлена АЧХ устройства для различных емкостей нагрузки. С увеличением емкости от 15 до 100 пФ полоса пропускания повторителя, измеренная на уровне 3 дБ, сужается от 25 до 10 мГц. Эта закономерность иллюстрирует важность минимизации суммарной емкости цепей, на которые нагружен повторитель напряжения.

Указанная емкость складывается из емкости кабеля и входной емкости осциллографа. Снизить входную емкость осциллографа, как правило, невозможно, поэтому реальный способ минимизации суммарной емкости нагрузки связан с рациональным выбором типа кабеля, соединяющего электронный щуп с осциллографом. Современные радиочастотные кабели со сплошной полиэтиленовой изоляцией имеют погонную емкость, увеличивающуюся с уменьшением их волнового сопротивления ρ. Так, например, типичная погонная емкость кабеля с ρ=50 Ом равна 110 ... 125 пФ/м, с ρ=75 Ом 60 ... 80 пФ/м. У кабелей с повышенным волновым сопротивлением, полувоздушной изоляцией и изоляцией из фторопласта погонная емкость, как правило, ниже, однако они практически недоступны для радиолюбителей.

Существенного снижения емкости кабеля выносного щупа можно достичь следующим образом. После отмера необходимой длины соединительного кабеля обнажают его полиэтиленовую изоляцию на отрезке 3 ... 4 см от его конца. Этот участок зажимают в тиски, затем стягивают экранирующий чулок вместе с внешней защитной изоляцией. В образовавшуюся после удаления экрана и центральной жилы полностью пропускают провод МГТФ — 0,05 ... 0,07, ПЭЛШО — 0,07 ... 0,1 или им подобный. За счет уменьшения диэлектрической проницаемости изоляции и диаметра центральной жилы погонная емкость кабеля РК50-2-11 снижается от 115±5 до 50±5 пФ/м. Полоса пропускания повторителя напряжения на основе полевых транзисторов с кабелем длиной 1 м, изготовленным описанным способом, составляет около 12 мГц.

Кривая 5 на рис. 33 иллюстрирует зависимость допустимого напряжения входного сигнала при уровне гармоник около 5% с повышением частоты.

Можно рекомендовать следующую методику использования выносных щупов. При исследовании слабых широкополосных сигналов с амплитудами менее 200 мВ чувствительность осциллографа устанавливается равной 5 ... 50 мВ/дел., при которой изображение на экране должно занимать от 1/3 до 2/3 его высоты. Поскольку масштабная сетка современных осциллографов имеет 6—8 делений по вертикали, уход границ изображения за пределы экрана является естественным индикатором превышения амплитуды сигнала уровня 150 ... ... 250 мВ — максимально допустимого уровня для высоких частот. Вместе с

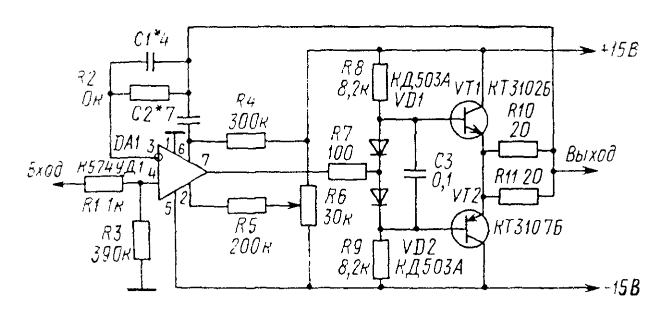


Рис. 34. Принципиальная схема повторителя напряжения на основе быстродействующего ОУ К574УД1А

тем, исследование сигналов, изображение которых не выходит за пределы экрана, обеспечивает отсутствие нелинейных искажений до частот не менее 12 ... 15 мГц. Для исследования широкополосных сигналов более высокого уровня целесообразно использовать выносные делители напряжения, входная емкость которых составляет обычно 8 ... 12 пФ. Изготовление и применение таких делителей подробно описано в [14].

Выносной щуп с удовлетворительными параметрами может выполнить и на основе быстродействующих операционных усилителей. Малые значеиия температурного дрейфа и смещения нуля позволяют получить высокую температурную стабильность повторителя.

На рис. 34 показана принципиальная схема повторителя напряжения на операционном усилителе К574УД1А в неинвертирующем включении. Элементы R2, C1 образуют цепь отрицательной обратной связи. Корректирующие конденсаторы C1, C2 обеспечивают устойчивость усилителя на высоких частотах, резистором R6 осуществляется балансировка операционного усилителя. Для улучшения показателей качества при работе на большую емкость нагрузки в схему введен выходной каскад на комплементарной паре транзисторов VT1, VT2. Начальное смещение, исключающее нелинейные искажения на низких уровнях сигнала, задается диодами VD1, VD2.

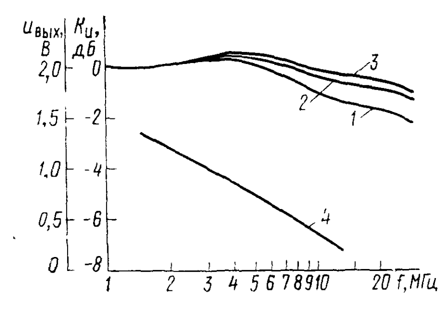


Рис. 35. Амплитудио-частотная характеристика повторителя напряжения (кривые 1—3) на быстродействующем ОУ К574УД1А при емкостях нагрузки 10, 70 и 100 пФ, а также допустимый уровень входного напряжения (кривая 4)

Частотные и амплитудные характеристики выносного щупа представлены на рис. 35. Кривыми 1—3 изображены малосигнальные АЧХ для емкостей нагрузки 10, 70 и 100 пФ соответственно. Частотная зависимость максимально допустимого действующего значения напряжения для емкости нагрузки 70 пФ иллюстрируется кривой 4.

Рассмотренная схема отличается от предшествующих более широкой полосой пропускания, однако форма АЧХ в рабочей области частот более неравномерна. Входная емкость щупа около 8 пФ. Максимально допустимые

уровни напряжений сигнала в высокочастотной области приблизительно вдвое меньше, чем у описанных ранее повторителей напряжения.

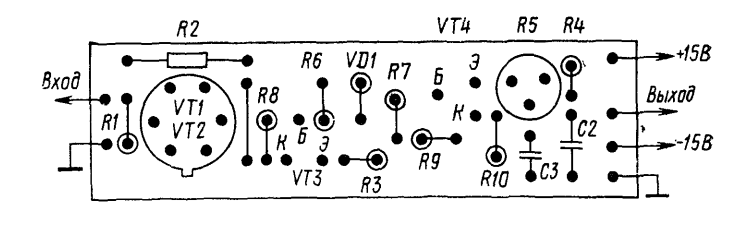
При выборе принципиальной схемы выходного щупа для изготовления и использования необходимо определить характер большинства предстоящих измерений. Если предполагается применять осциллограф для исследования только переменных составляющих сигнала, то наилучшей для этого случая является наиболее простая схема двухкаскадного эмиттерного повторителя напряжения по рис. 30. Для одновременного контроля переменных и постоянных напряжений целесообразно использовать повторитель напряжения по рис. 32. Эта схема отличается от других наибольшим допустимым напряжением сигнала на высоких частотах и широкой полосой пропускания. При измерении малых, порядка единиц и десятков милливольт, постоянных и переменных напряжений в широком спектре частот можно изготовить повторитель напряжения на операционном усилителе по рис. 34.

Детали и конструкция. В описанных устройствах могут быть использованы резисторы типов МЛТ-0,25, МЛТ-0,125 с допускаемым отклонением от номинала ±10%. Подстроечный резистор R5 в схеме по рис. 32 может быть любого типа, однако предпочтительнее использовать малогабаритные резисторы типов СП3-44, СП3-38а. Электролитические конденсаторы типа К50-6 могут быть заменены на К50-12. Другие конденсаторы — типов К73-17 (С1—С3 на рис. 32) и КТ1 (С1, С2 — на рис. 34). Полупроводниковые диоды VD1, VD2 — типа КД503А, КД503Б, КД522А. Вместо указанных на схеме биполярных транзисторов структуры n-p-n можно использовать транзисторы серий КТ315, КТ306, КТ316 и вместо p-n-p транзисторов — КТ349, КТ361. Необходимо иметь в виду, что замена транзистора КТ326Б (VT4) на другой, имеющий большие емкости p-n переходов, приводит к сужению полосы пропускания описанных устройств.

Транзисторы VT1, VT2 в схеме на рис. 34 должны иметь близкие значения коэффициентов передачи тока базы. Коэффициенты усиления других транзисторов могут составлять 100 ... 300. Согласованная пара полевых транзисторов VT1, VT2 — КПС104 В может быть заменена на КПС104 (Г, Д). В качестве VT1, VT2 допустимо использовать также дискретные полевые транзисторы КП303 (В, Г) после их попарного отбора по напряжению отсечки и начальному току стока. Операционный усилитель К574УД1А можно заменить на К544УД2, а также К140УД8Б, однако в последнем случае полоса пропускания щупа несколько сужается. Переключатель «открытый, закрытый вход» SA1 в схеме на рис. 32 любой малогабаритный, например от карманных калькуляторов типа Б3-18, Б3-34 и др.

Конструктивно повторители напряжения выполняют в виде малогабаритных выносных щупов, соединяемых с осциллографом экранированным кабелем длиной 100 ... 120 см, изготовленным по описанной ранее методике. Элементы конструкции выносного активного щупа монтируют на прямоугольной печатной плате, помещаемой в экранированный корпус. В качестве примера на рис. 36 приведен чертеж печатной платы выносного щупа согласно схеме, показанной на рис. 32. Для уменьшения габаритных размеров постоянные резисторы устанавливают в плате вертикально.

Налаживание. Правильно собранный щуп по рис. 30 в налаживании не нуждается. Достаточно проверить отсутствие самовозбуждения в рабочей области частот. Повторитель напряжения по рис. 32 требует балансировки резистором R5 до появления нулевого напряжения на его выходе. Невозможность установки «нуля» при исправных элементах свидетельствует о значительной



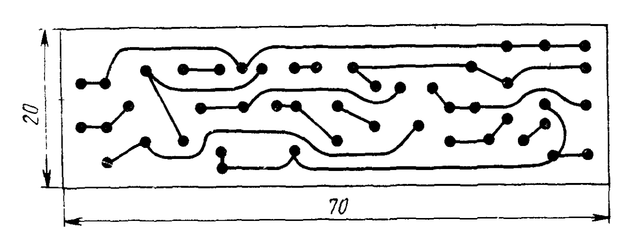


Рис. 36. Печатная плата выносного щупа с дифференциальным каскадом на полевых транзисторах

рассогласованности характеристик полевых транзисторов VT1, VT2 либо неудовлетворительном режиме этих транзисторов, определяемом элементами R3, R7, VD1. В последнем случае необходимо подобрать резистор R3. Токи стоков полевых транзисторов должны составлять 0,6 ... 0,8 мА. Окончательно регулировку резистора R5 рекомендуется проводить в законченной конструкции, помещенной в корпусе, и установившемся тепловом режиме.

Налаживание повторителя по рис. 34 сводится к подбору наилучших емкостей конденсаторов C1, C2. Их емкость определяет не только склонность повторителя к самовозбуждению, но и полосу пропускания, а также уровень нелинейных искажений устройства. Балансировкой резистором R6 обеспечивается минимизация сдвига выходного уровня напряжения, который не должен превышать ±2 мВ. Затем на вход устройства подключается генератор высоких частот, например типа Г4-102. Установив выходное напряжение 50 ... 100 мВ, изменяют частоту, непрерывно контролируя амплитуду выходного сигнала. Подбором емкостей конденсаторов C1, C2 необходимо добиться максимальной плоской АЧХ устройства. После этого увеличивают уровень выходного напряжения генератора и одновременно проверяют отсутствие самовозбуждения на различных частотах полосы пропускания устройства. При обнаружении самовозбуждения нужна повторная корректировка емкости конденсатора C1.

В заключение необходимо отметить, что в ряде случаев приходится принимать меры к увеличению чувствительности канала вертикального усиления осциллографа. Подобные ситуации возникают, например, если в радиолюбительской практике используют осциллографы устаревших образцов.

Для достижения указанной цели необходимо увеличить коэффициент передачи выносного щупа путем снижения коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи. Для этого достаточно изменить соотношение сопротивлений резисторов R8, R9 в схеме по рис. 32. Для получения коэффициента усиления щупа, равного 10 (20 дБ), сопротивления резисторов должны составлять: R8—10 кОм, R9—91 кОм.

КОНТРОЛЬ СИГНАЛА ГЕНЕРАТОРА ТОКОВ СТИРАНИЯ И ПОДМАГНИЧИВАНИЯ

ПРИСТАВКА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ФОРМЫ СИГНАЛА ГСП

В радиолюбительской практике контроль параметров генератора стирания и подмагничивания (ГСП) сводится обычно к измерению частоты генерации, долговременной стабильности амплитуды колебаний и проверке пределов регулировки тока подмагничивания. Значения токов подмагничивания рассчитывают по напряжению, измеренному высокочастотным вольтметром на низкоомном резисторе (обычно 10 Ом), включенном в цепь записывающей головки.

Вместе с тем существуют другие параметры сигнала ГСП, к контролю которых прибегают значительно реже. К ним относится уровень паразитной амплитудной модуляции высокочастотных колебаний ГСП и асимметрия его формы. Значительная глубина паразитной амплитудной модуляции приводит к синхронному изменению модуляционного шума и уровня сигнала. Неглубокая паразитная модуляция также ухудшает качество записи, так как при этом модулирующий сигнал записывается на магнитную ленту. В обоих случаях снижается динамический диапазон, ухудшается прозрачность звучания магнитофона.

Источником паразитной амплитудной модуляции чаще всего является неудовлетворительная фильтрация пульсаций напряжения в целях питания ГСП. При этом огибающая высокочастотного сигнала ГСП является симметричной относительно временной оси. На практике встречаются неисправности ГСП, связанные с возникновением шумоподобной паразитной амплитудной модуляции тока подмагничивания вследствие, например, неисправности одного из транзисторов генератора. В этом случае связать неудовлетворительную запись сигналов с каким-либо узлом магнитофона особенно сложно, так как воспроизведение фонограммы сопровождается повышенным уровнем шума, происхождение которого можно объяснить различными причинами, например, недостаточным динамическим диапазоном усилителя воспроизведения, неверным выбором тока подмагничивания и т. д.

Исследования показывают, что уровень паразитной модуляции ГСП для магнитофонов высокой верности воспроизведения не должен превышать 0,05 ... 0,1 %. Очевидно, что выявление и измерение столь малых значений традиционными способами, например с помощью осциллографа, затруднительно. Задача облегчается, если на типовой измерительный прибор подавать выделенную и усиленную специальным устройством огибающую сигнала. Одновременно может быть получена также информация о степени симметрии кривой тока подмагничивания.

Важность контроля симметрии тока подмагничивания обусловлена сильной зависимостью шума паузы от паразитной намагниченности магнитной ленты. Шумом паузы называют шум размагниченной ленты, подвергнутой действию поля высокочастотного подмагничивания. Одним из основных источников этого вида шума является паразитная намагниченность ленты, вызываемая даже слабыми магнитными полями. Возникновение постоянной составляющей, обусловленной несимметрией тока высокочастотного подмагничивания, эквивалентно воздействию на ленту некоторого магнитного поля, повышающего шум паузы носителя магнитной записи. Характерно, что форма тока подмагничивания мо-

жет быть и не синусоидальной, а, например, треугольной, прямоугольной и т. д. Однако степень симметрии сигнала должна быть достаточно высокой. Асимметрия тока высокочастотного подмагничивания всего 1% увеличивает уровень шума фонограммы приблизительно на 4 дБ [15]. Поэтому разность максимальных значений положительных и отрицательных полуволн высокочастотного сигнала не должна превышать 0,2 ... 0,3%.

В практических схемах ГСП асимметрия формы тока подмагничивания может вызываться следующими, наиболее вероятными причинами. Несимметричностью схемы генератора, возникшей в результате использования или установки в процессе ремонта элементов с существенно различающимися электрическими характеристиками. Сигнал ГСП может искажаться также вследствие применения головок, перегружающих данный генератор.

Асимметрия тока ГСП может быть оценена по коэффициенту второй гармоники сигнала генератора. Для этого потребуются ИНИ и селективный вольтметр, работоспособные на частоте ГСП (60 ... 150 кГц). Однако указанные приборы далеко не всегда имеются в распоряжении радиолюбителя. Между тем измерение как уровня паразитной амплитудной модуляции, так и асимметрии формы кривой тока подмагничивания возможно с помощью несложной приставки к вольтметру, принципиальная схема которой приведена на рис. 37.

Сигнал высокочастотного подмагничивания ГСП с выводов записывающей (универсальной) головки магнитофона подается на потенциометр R1, служащий для калибровки уровня входного напряжения. С движка потенциометра сигнал поступает на эмиттерные повторители напряжения, выполненные на комплементарных транзисторах VT1, VT2. Применение транзисторов с высокими значениями коэффициентов передачи тока базы (250 ... 350) позволило обеспечить достаточно высокое входное сопротивление устройства (не менее 100 кОм).

Выходные сигналы повторителей напряжения линейно выпрямляются квазипиковыми детекторами на согласованной паре диодов VD1.1 и VD1.2. Причем на нагрузке VD1.1 выделяется положительное пульсирующее напряжение, огибающая которого близка к форме модулирующего сигнала, а на нагрузке VD1.2 — отрицательное напряжение. Идентичность характеристик транзисторов VT1, VT2 и диодов VD1.1, VD1.2 необходимы для наилучшего выравнивания

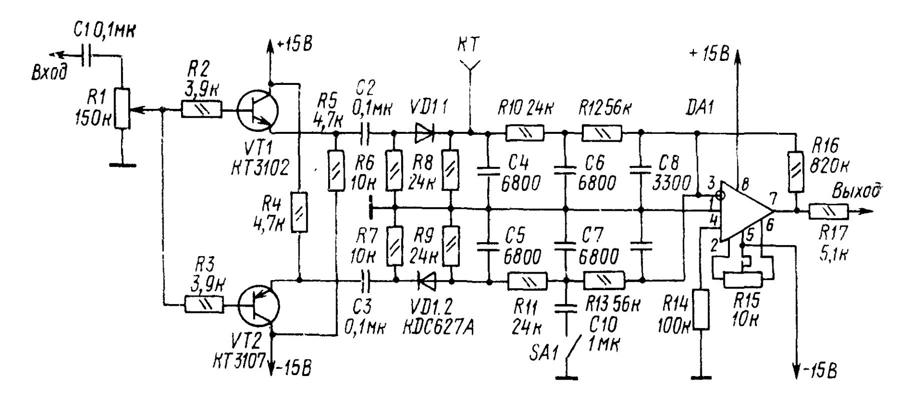


Рис. 37. Принципиальная схема приставки для контроля формы сигнала ГСП

коэффициентов передачи для положительного и отрицательного полупериодов входного сигнала.

Высокочастотные пульсации с частотой тока подмагничивания подавляются фильтрами нижних частот (R10, R12, C4, C6 и R11, R13, C7, C9), имеющими частоту среза АЧХ около 1 кГц и затухание на частоте 60 кГц не менее 50 дБ.

Выходные напряжения пиковых детекторов суммируются с помощью операционного усилителя в инвертирующем включении DA1, коэффициент передачи которого $n \approx 10$. Поскольку выходные напряжения детекторов имеют противоположную полярность, на выходе усилителя выделяется усиленная разность указанных напряжений.

Изображенное на схеме состояние контактов переключателя режима работы SA1 соответствует контролю асимметрии формы кривой подмагничивания. Для измерения этого параметра в контрольную точку «КТ» подключается вольтметр постоянного тока. С помощью регулировки резистором R1 напряжение в этой точке поддерживается равным $u_0=3$ В. После этого вольтметром постоянного тока или осциллографом измеряется постоянная составляющая напряжения на выходе устройства $u_{вых}$. Коэффициент асимметрии кривой может быть рассчитан с помощью соотношения

$$K = \frac{u_{вых}}{nu_0} 100\%,$$

где $u_{вых}$ — выходное напряжение устройства; n — коэффициент передачи усилителя DA1; u_0 — постоянная составляющая напряжения в контрольной точке приставки.

Для измерения коэффициента паразитной амплитудной модуляции контакты переключателя SA1 замыкаются. За счет подключения конденсатора C10 достаточно большой емкости полоса пропускания фильтра нижних частот R11, R13, C7, C9, C10 сужается до 5 Гц. Поэтому на выход этого фильтра поступает только среднее значение модулированного сигнала. Благодаря этому на выходе ОУ DA1 выделяется усиленная огибающая положительных полупериодов высокочастотного сигнала. После измерения амплитуды этого напряжения $u_{вых}$ с помощью вольтметра или осциллографа коэффициент паразитной амплитудной модуляции может быть рассчитан по приведенной ранее формуле.

В приставке использованы резисторы типа МЛТ-0,25 с допускаемым отклонением от номинала ±5%. Исключение составляют резисторы R8—R13, которые желательно подобрать с погрешностью не более ±1%. В качестве регулировочного резистора R1 можно использовать СП3-9А, СП3-4А и др. Подстроечный резистор R15 — любого типа, например СП3-44. Конденсаторы C1—C9 типа КМ4, КМ5, C10 — типа КМ6.

Статические коэффициенты передачи токов базы транзисторов VT1, VT2 должны отличаться не более чем на ±10%. В качестве согласованных диодов использованы диоды сборки КДС627А, могут быть применены также диодные сборки серий КД523, КД525. Операционный усилитель К140УД8 (DA1) можно заменить на К544УД1А или им подобные. Переключатель SA1 — кнопочный, типа П2К.

Налаживание приставки начинают с проверки прохождения синусоидального сигнала, поданного на вход устройства. При правильно выполненном монтаже и применении исправных элементов приставка работает сразу после

включения. Возможное неравенство коэффициентов передачи верхнего и нижнего каналов устройства компенсируется в процессе калибровки. Для этого на вход приставки подключают генератор синусоидального сигнала типа Г3-113 или Г3-102, Г3-107, а к контрольной точке «КТ» — вольтметр постоянного тока. За счет весьма малого уровня гармоник сигнал этих генераторов имеет асимметрию, не превышающую 0,1%, и может быть использован в качестве образцового. Изменяя выходное напряжение генератора, настроенного на частоту 70...100 кГц, устанавливают уровень напряжения в указанной точке равным 3 В. Затем балансировкой ОУ DA1 следует добиться равенства нулю постоянной составляющей на его выходе.

Точность калибровки приставки может быть значительно повышена, если к выходу указанного генератора сигналов подключить простейший пассивный фильтр нижних частот с частотой среза, равной частоте генератора, подавляющий вторую гармонику последнего. Аналогичный результат может быть получен и при подключении пассивного полосового фильтра, выделяющего первую гармонику сигнала.

В заключение заметим, что описанная приставка может быть использована также для настройки систем динамического подмагничивания магнитофонов. Для этого переключатель SA1 устанавливают в положение «Замкнуто», соответствующее выделению огибающей модулированного сигнала. Этот сигнал подается на первый канал вертикального усиления двухлучевого осциллографа. Вход второго канала подключают к источнику записываемого сигнала. Сопоставление формы осциллограмм указанных сигналов позволяет провести более качественную настройку систем динамического подмагничивания.

ПРИБОР ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ТОКА ПОДМАГНИЧИВАНИЯ

В современных магнитофонах используется процесс магнитной записи с высокочастотным подмагничиванием. Значение тока подмагничивания существенно влияет на большинство электроакустических свойств магнитных лент — волновые потери, уровень шума, нелинейные искажения. Поэтому значением тока подмагничивания во многом определяется качество записи фонограммы.

Ток подмагничивания, при котором чувствительность магнитной ленты максимальна, называют оптимальным током подмагничивания. Его значение зависит от длины волны записи и соответственно частоты записываемого сигнала. Для сравнительно низких частот ток подмагничивания имеет более высокое значение. Это связано с тем, что с увеличением тока подмагничивания уровень записи в области низких частот растет за счет более глубокой намагниченности рабочего слоя ленты. На высоких частотах с ростом тока подмагничивания намагниченность в приповерхностном слое ленты снижается. Вместе с тем глубокое проникновение зоны записи в рабочий слой на высоких частотах не дает положительного эффекта, поскольку в процессе воспроизведения на коротких длинах волн наиболее эффективны лишь приповерхностные слои фонограммы.

В связи с большим разбросом параметров головок и магнитных лент расчет тока подмагничивания может носить лишь ориентировочный характер, и его значение определяют экспериментально. С этой целью снимают характеристику подмагничивания, под которой понимают зависимость отдачи ленты от тока подмагничивания при фиксированном и достаточно малом уровне записи.

Координаты вершины полученной кривой позволяют найти значение оптимального тока для заданной частоты записываемого сигнала.

Известно, что для большинства магнитных лент значения токов подмагничивания, соответствующие максимуму чувствительности, минимуму нелинейных искажений, и шума намагниченной ленты не совпадают. Поэтому выбор наиболее целесообразного уровня подмагничивания проводят путем поиска компромиссного решения. В студийных магнитофонах номинальное подмагничивание в большинстве случаев выбирают по минимуму шума намагниченной ленты, в бытовых — как компромисс между частотными и нелинейными искажениями.

На рис. 38 представлены экспериментальные зависимости отдачи и уровня нелинейных искажений ленты А4409-6Б от тока подмагничивания. Кривые 1 и 2 иллюстрируют зависимость отдачи М ленты на частоте 400 Гц и скоростях 19,5 и 9,53 см/с соответственно. Кривые 3, 4 получены для частоты 15 кГц и скоростей 19,05 и 9,53 см/с соответственно. Зависимости коэффициента гармоник от уровня подмагничивания даны кривыми 5 и 6 (для частоты 400 кГц и скоростей 19,05 и 9,53 см/с соответственно). В эксперименте использовались записывающая головка типа 6А24Н3, воспроизводящая головка типа 6В24Н3.1 и ЛПМ магнитофона «Ростов-101».

С увеличением частоты записи и понижением скорости ленты максимум отдачи сдвигается в область более низких уровней подмагничивания. Минимум нелинейных искажений смещен относительно оптимального тока для частоты 400 Гц на 1...2 дБ. Близкие к минимальным значения шума и нелинейных искажений соответствуют току подмагничивания, оптимальному для сравнительно длинных волн записи (f=400 Гц). Наименьшие волновые потери обеспечиваются подмагничиванием, оптимальным для высоких частот.

Номинальный ток подмагничивания при скоростях менее 19,05 см/с выбирают, как правило, равным оптимальному для частоты 1000 Гц. Трудности при определении номинального тока подмагничивания возникают оттого, что максимум характеристики подмагничивания на низких частотах выражен недостаточно резко. В связи с важностью точной установки уровня подмагничивания ведутся активные поиски методик и разработка устройств, обеспечивающих поиск номинального тока подмагничивания. Одна из подобных методик основана на том, что у характеристики подмагничивания для коротких волн записи максимум более выражен [16]. Частота сигнала, на которой устанавливается ток подмагничивания, выбирается равной 10 или 6,3 кГц. Обычным порядком находят положение регулятора тока подмагничивания, соответствующее максимальному выходному напряжению. Затем ток подмагничивания увеличивают до снижения отдачи ленты в заданное число раз, выраженное в децибелах. Оно составляет 3 дБ на частоте 10 кГц для скорости ленты 19,05 см/с и 3,5 дБ на частоте 6,3 кГц при скорости ленты 9,53 см/с. Указанные значения приблизительно соответствуют наилучшим режимам использования магнитных лент.

На практике установка номинального тока подмагничивания не встречает серьезных затруднений, если магнитофон имеет сквозной канал. Проведение пробной записи с одновременной регулировкой тока подмагничивания позволяет получить рассмотренные характеристики, достаточные для обоснованного определения номинального тока подмагничивания. В наиболее массовых на сегодняшний день магнитофонных с универсальным

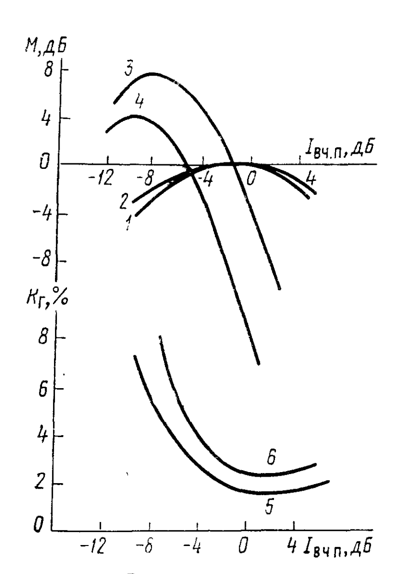


Рис. 38. **Экспериментальные зависимости отдачи М (1—4) и коэффициента гармоник $K_г$ (5, 6) от уровня тока подмагничивания**

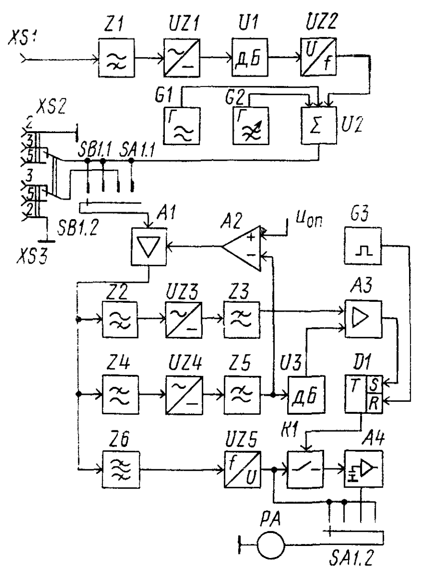


Рис. 39. **Структурная схема прибора для оптимизации тока подмагничивания**

трактом оптимизация тока подмагничивания весьма трудоемка и требует хорошей профессиональной подготовки оператора. Она включает в себя проведение пробных записей при различных дискретных положениях регулятора тока подмагничивания.

В известных устройствах, предназначенных для ускорения установки номинального уровня подмагничивания [17], производится запись сигналов с опорной и верхней граничной частотами и последующее сравнение их амплитуд в первом канале магнитофона при воспроизведении. Одновременно во второй канал записывается тест-сигнал, частота которого жестко связана с сопротивлением переменного резистора, который необходимо вмонтировать на время настройки вместо имеющегося в магнитофоне регулятора подмагничивания. Номинальный ток определяется по значению частоты тест-сигнала (и соответствующего сопротивления резистора) в момент равенства амплитуд указанных сигналов.

При разработке описанного далее прибора для установки тока подмагничивания ставилась задача устранить недостатки известных устройств, которые кратко можно свести к следующему. Необходимость записи сигналов одновременно в два канала магнитофона делает невозможным использование этих устройств для настройки монофонических магнитофонов. Применение указанных устройств требует внесения нежелательных изменений в принципиальную схему магнитофона на время его настройки. Кроме того, они неприменимы для настройки магнитофонов с емкостной регулировкой тока подмагничивания.

Разработанный прибор может использоваться не только для настройки магнитофонов в радиолюбительских условиях. В связи с малым временем уста-

новки тока подмагничивания (около 2...4 мин) прибор может эффективно применяться для настройки магнитофонов на предприятиях, специализирующихся на ремонте радиоаппаратуры. В радиолюбительской практике область применения прибора может быть расширена за счет независимого использования ряда блоков, например синусоидальных генераторов. Сигналы этих генераторов, имеющих частоты 400 Гц, а также 10...22 кГц, позволяют снимать АЧХ и контролировать уровни гармоник многих радиотехнических устройств.

Структурная схема прибора представлена на рис. 39 [18]. Прибор состоит из фильтра верхних частот Z1, вход которого XS1 соединяется с выходными контактами универсальной головки магнитофона. Сигнал с фильтра поступает на выпрямитель UZ1, далее с выхода выпрямителя подается через управляемый аттенюатор U1 на преобразователь напряжения в частоту UZ2. Генератор G1 выдает синусоидальное напряжение опорной частоты 400 Гц, генератор G2 — напряжение верхней граничной частоты, перестраиваемой в пределах от 10 до 22 кГц. Сигналы генераторов и преобразователя UZ2 смешиваются в сумматоре U2 и поступают на контакты 1, 2 и 4 переключателя режимов SA1.1 и подвижный контакт переключателя SB1 дорожек записи, неподвижные контакты которого соединены с входом XS2 «Запись» магнитофона. К третьему контакту переключателя SA1.1 подключен подвижный контакт переключателя дорожек SB1, а переключатель SA1.1 соединен также с входом управляемого усилителя A1.

В процессе установки оптимального тока подмагничивания магнитофона прибор последовательно переводят переключателями SA1 в рабочие режимы.

Режим 1 «Калибровка». Переключатель SA1 находится в первом положении. Настраиваемый магнитофон устанавливается в режим «Запись», включен «Временный стоп». Напряжение высокочастотного подмагничивания выделяется фильтром верхних частот Z1 и поступает на вход выпрямителя UZ1. Выходное напряжение выпрямителя UZ1 пропорционально уровню тока подмагничивания. Блок UZ2 осуществляет преобразование указанного напряжения в пропорциональную ему частоту. Таким образом, на вход сумматора U2 подаются гармонические сигналы генераторов G1, G2, имеющие частоты 400 Гц и 10...22 кГц соответственно, и сигнал с выхода преобразователя UZ2, частота которого пропорциональна уровню тока подмагничивания и изменяется в пределах от 1600 до 2500 Гц при изменении напряжения с выхода U1 от 0 до 0,6 В. Сигнал с выхода сумматора U2 через переключатель SA1.1. поступает на вход управляемого усилителя A1. Усилитель содержит автоматическую регулировку коэффициента передачи и поддерживает амплитуду сигнала на выходе с погрешностью не более 1 дБ в диапазоне входных сигналов от 40 до 200 мВ. Необходимость введения автоматической регулировки усиления вызвана достаточно широким допуском на уровень сигнала с линейного выхода серийно выпускаемых магнитофонов. Сигнал на его выходе имеет составляющие с частотами генераторов G1, G2 и преобразователя UZ2.

Фильтр верхних частот Z2, выпрямитель UZ3 и фильтр нижних частот Z3 образуют канал выделения и преобразования в постоянное напряжение сигнала генератора G2. Фильтр нижних частот Z4, выпрямитель UZ4 и фильтр нижних частот Z5 образуют канал выделения и преобразования в постоянное напряжение сигнала генератора G1 с частотой 400 Гц. Коэффициенты передачи этих двух трактов равны. Полосовым фильтром Z6 выделяется тест-сигнал преобразователя UZ2, поступающий далее на преобразователь UZ5 частоты в

изменяющееся знакопостоянное напряжение, которое подается на индикатор PA.

В рассматриваемом режиме «Калибровка» регулятор тока подмагничивания магнитофона устанавливают в положение, соответствующее максимальной силе тока. При этом стрелка индикатора PA отклоняется. Изменением затухания аттенюатора И1 необходимо добиться максимального отклонения до крайней отметки шкалы. На этом калибровка прибора заканчивается.

Режим 2 «Запись». Переключатель SA1 устанавливает во второе положение. Магнитофон остается в режиме «Запись», включается протяжка магнитной ленты.

Переключатель дорожек SB1 должен находиться в положении, соответствующем настраиваемому каналу магнитофона, или в верхней по схеме позиции, если магнитофон монофонический. Сигнал с выхода сумматора U2 подается на вход XS2 «Запись» магнитофона. При этом на ленту записываются сигналы генераторов G1, G2 и преобразователя UZ2. Уровень записи устанавливается оператором на 15...20 дБ ниже номинального. Затем медленным и плавным вращением регулятора тока подмагничивания магнитофона уменьшают силу тока до минимально возможного, наблюдая за отклонением при этом стрелки индикатора PA.

Режим 3 «Воспроизведение». Переключатель SA1 переводят в третье положение, полученная в режиме 2 запись воспроизводится. При этом одновибратором G3 с ручным запуском устанавливают триггер DD1 в состояние, при котором на вход конденсаторного запоминающего устройства A4 непрерывно поступает выходное напряжение преобразователя UZ5. Сигнал с линейного выхода XS3 магнитофона подается на вход усилителя A1. Фильтрами Z3 и Z5 выделяются постоянные напряжения, пропорциональные амплитудам сигналов с верхней граничной и опорной частотами, воспроизводимых магнитофоном. Тогда на выходе преобразователя UZ5 уровень напряжения пропорционален частоте тест-сигнала, а значит, и амплитуде тока подмагничивания. Это напряжение поступает через нормально замкнутые контакты реле K1 на аналоговое запоминающее устройство A4, а с его выхода в цепь индикатора PA. Поскольку в процессе записи ток подмагничивания постепенно уменьшался, намагниченность поверхностного слоя ленты увеличивалась, а напряжение на выходе фильтра верхних частот Z2 будет плавно увеличиваться. Если аттенюатор U3 установлен в положение «Ослабление 0 дБ», то в момент равенства напряжений Z3 и Z5 переключается компаратор A3, триггер DD1 сбрасывается по входу «S», а сигнал с его выхода вызывает размыкание контактов реле K1, что предотвращает дальнейшее поступление сигнала в запоминающее устройство A4.

Таким образом, в запоминающем устройстве остается то значение выходного напряжения преобразователя UZ5, которое соответствует равенству уровней сигналов с опорной и верхней граничной частотами, т. е. горизонтальной сквозной АЧХ магнитофона. Если необходимо ввести определенное ослабление на верхней граичной частоте, в пределах допускаемого ГОСТ, аттенюатор U3 устанавливают в положение, соответствующее необходимому затуханию. В процессе воспроизведения частота тест-сигнала преобразователя UZ2 убывает, одновременно уменьшается напряжение на выходе преобразователя «частота — напряжение» UZ5, поэтому стрелка индикатора PA указывает на уменьшение уровня. После остановки стрелки выходной уровень запоминающего устройст-

ва отсчитывается со шкалы индикатора. Положение стрелки по шкале следует запомнить или отметить.

Режим 4 «Установка тока подмагничивания». Переключатель SA1 устанавливают в четвертое положение. Магнитофон переключают в режим «Запись», включают «Временный стоп». Функционирование элементов прибора в этом режиме аналогично работе в режиме «Калибровка». Регулятор тока подмагничивания магнитофона устанавливают в положение, при котором показание индикатора PA равно показанию в предшествующем режиме «Воспроизведение». Тогда напряжения на выходе запоминающего устройства и преобразователя UZ5 оказываются равными. Следовательно, установленное значение тока подмагничивания обеспечивает определенную форму АЧХ магнитофона с определенным ослаблением на верхней граничной частоте, установленным с помощью аттенюатора U3.

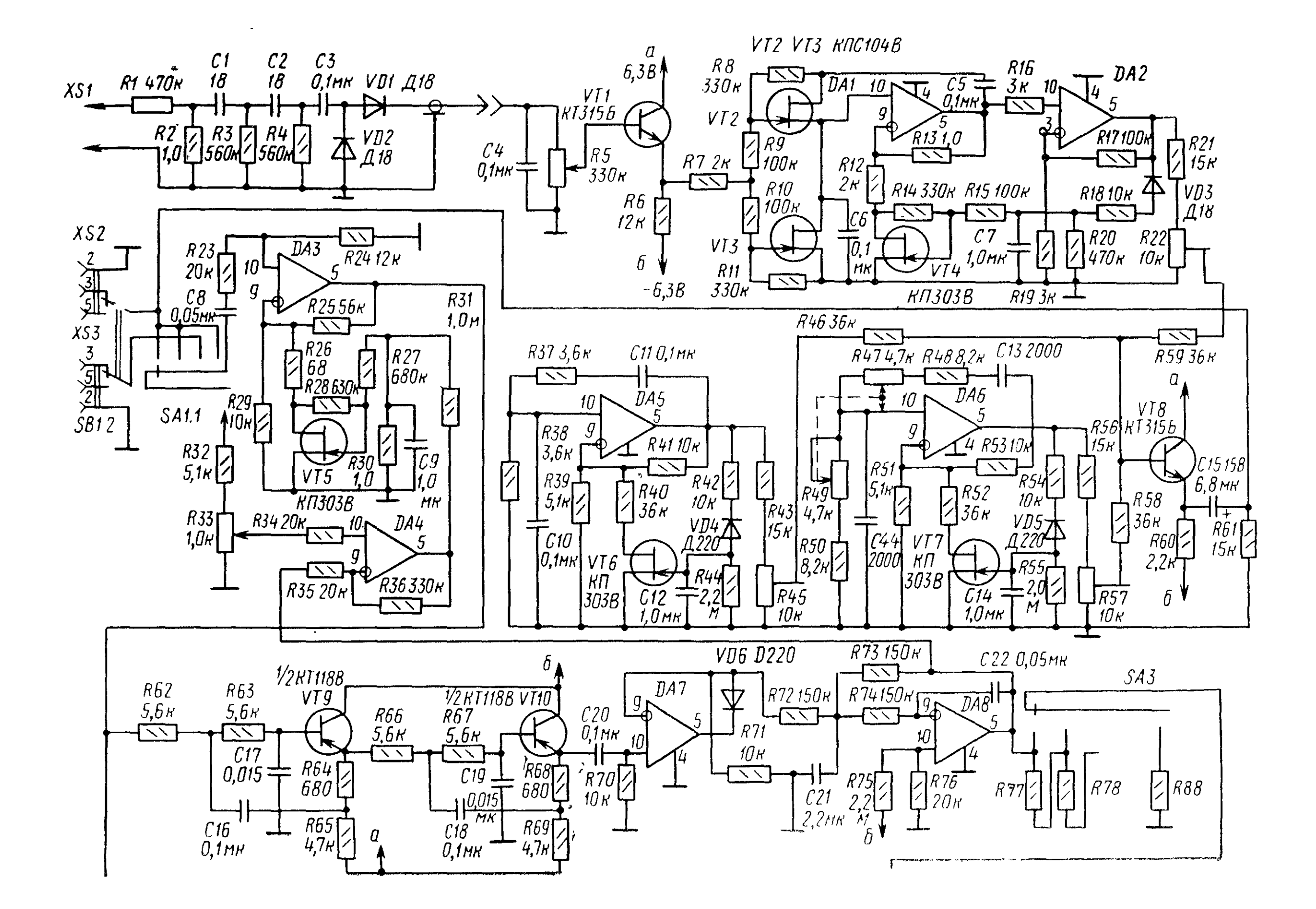
Основные технические характеристики:

Частота опорного сигнала, Гц	400
Верхняя граничная частота, кГц	10...22
Частота тест-сигнала, кГц	1,6...2,5
Входное сопротивление прибора, кОм, не менее . . .	30
Выходное напряжение измерительного сигнала, мВ . .	50
Выходное сопротивление прибора, кОм, не более . . .	1,0
Пределы допустимого изменения амплитуды выходного сигнала, мВ	20...250
Погрешность установки отдачи сигнала на верхней граничной частоте, дБ, не более	0,5
Пределы изменения ослабления, вводимого на верхней граничной частоте, дБ	0...10

Принципиальная схема прибора представлена на рис. 40. Напряжение высокочастотного подмагничивания подается на вход фильтра верхних частот с зажима XS1. Двухзвенный фильтр верхних частот с частотой среза около 35 кГц выполнен на элементах C1, C2, R3, R4. Выпрямитель собран на диодах VD1, VD2 по схеме удвоения напряжения. Рассмотренная часть устройства оформлена в виде экранированного щупа, присоединяемого к универсальной головке магнитофона коротким проводником с зажимом XS1. Щуп подключается к прибору экраиированным кабелем типов РК50-2-13 или АВК-2.

Выпрямленное напряжение через аттенюатор на потенциометре R5 и эмиттерный повторитель на транзисторе VT1 подается на вход преобразователя «напряжение — частота». Преобразователь представляет собой RC-генератор с управляемым мостом Вина в цепи положительной обратной связи. Управление реализуется за счет изменения сопротивления каналов согласованных полевых транзисторов КПС104В — VT2, VT3; R-мост Вина включен в цепь положительной обратной связи операционного усилителя DA1. Операционный усилитель DA2 имеет коэффициент передачи напряжения около 30. Напряжение с его выхода после выпрямления элементами VD3, C7, R20 прикладывается к затвору полевого транзистора VT4, который включен совместно с элементами линеаризации R14, R15 в цепь отрицательной обратной связи соединенных последовательно усилителей DA1, DA2.

Стабилизация выходного напряжения преобразователя происходит следующим образом. При увеличении выходного напряжения генератора напряжение на затворе транзистора VT4 понижается, что приводит к увеличению сопротивления канала и росту амплитуды сигнала, подаваемого по цепи отрица-


XS1
R1 470к
C1 18
C2 18
C3 0,1мк
VD1 Д18
R2 1,0
R3 560к
R4 560к
VD2 Д18
C4 0,1мк
R5 330к
VT1 КТ315Б
а
6,3В
R6 12к
б
-6,3В
R7 2к
VT2 VT3 КПС104В
R8 330к
VT2
R9 100к
R10 100к
VT3
R11 330к
DA1
C5 0,1мк
R12 2к
R13 1,0
C6 0,1 мк
R14 330к
R15 100к
VT4
КП303В
C7 1,0мк
R16 3к
DA2
R17 100к
R18 10к
R19 3к
R20 470к
R21 15к
VD3 Д18
R22 10к
XS2
XS3
SB1 2
SA1.1
R23 20к
C8 0,05мк
DA3
R24 12к
R25 56к
R26 68
R27 680к
R28 630к
R29 10к
VT5
КП303В
R30 1,0
C9 1,0 мк
R31 1,0м
R32 5,1к
R33 1,0к
R34 20к
DA4
R35 20к
R36 330к
R37 3,6к
C11 0,1мк
DA5
R38 3,6к
R39 5,1к
C10 0,1мк
R40 36к
R41 10к
R42 10к
VD4 Д220
VT6 КП 303В
C12 1,0мк
R44 2,2 м
R43 15к
R45 10к
R46 36к
R47 4,7к
R48 8,2к
C13 2000
DA6
R49 4,7к
R50 8,2к
C44 2000
R51 5,1к
R52 36к
R53 10к
R54 10к
VD5 Д220
VT7 КП 303В
C14 1,0мк
R55 2,0 м
R56 15к
R57 10к
R58 36к
R59 36к
VT8 КТ315Б
C15 15В 6,8мк
R60 2,2к
R61 15к
R62 5,6к
R63 5,6к
1/2 КТ118В VT9
C17 0,015
C16 0,1мк
R64 680
R65 4,7к
R66 5,6к
R67 5,6к
1/2 КТ118В VT10
C19 0,015 мк
C18 0,1мк
R68 680
R69 4,7к
C20 0,1мк
R70 10к
DA7
VD6 Д220
R71 10к
C21 2,2мк
R72 150к
R73 150к
R74 150к
C22 0,05мк
DA8
R75 2,2 м
R76 20к
SA3
R77
R78
R88

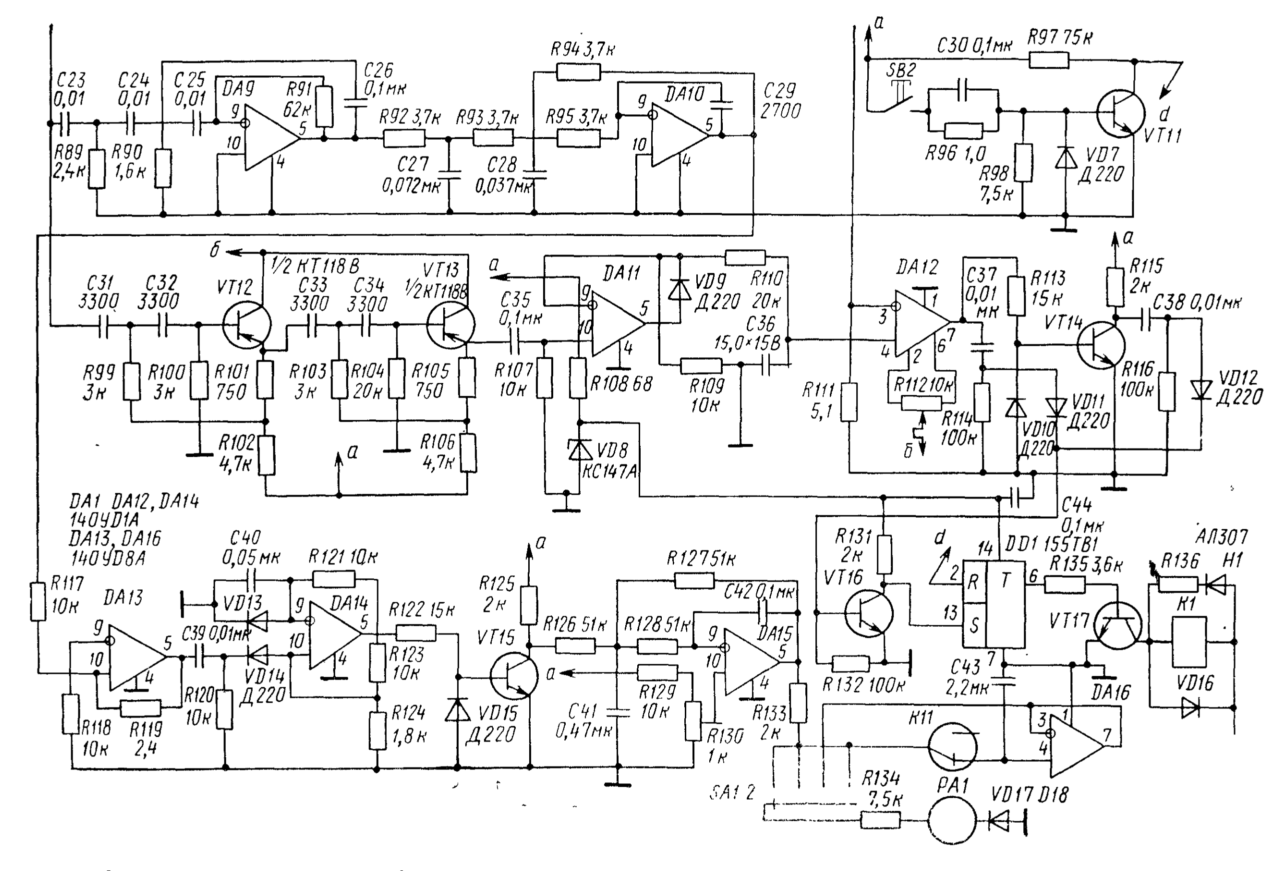


Рис. 40. Принципиальная схема прибора для оптимизации тока подмагничивания

тельной обратной связи на инвертирующий вход усилителя DA1. При этом коэффициент передачи операционного усилителя DA1 уменьшается. Если по какой-либо причине выходное напряжение убывает, то сопротивление канала транзистора VT4 понижается, глубина отрицательной обратной связи уменьшается, а выходное напряжение стремится к более высокому уровню. При этом выходное напряжение генератора стабилизируется на уровне около 700 мВ. Использование двухкаскадной схемы с усилителями DA1, DA2 позволило значительно снизить нелинейные искажения, свойственные генераторам с электронной перестройкой. Нетрудно видеть, что напряжения $u_к$, падающие на каналах полевых транзисторов, не превышают:

$$u_к \approx u_{вых}/3K_2,$$

где $u_{вых}$ — выходное напряжение генератора; K_2 — коэффициент передачи каскада с усилителем DA2.

Практически при выходном напряжении 700 мВ амплитуда переменного напряжения на полевых транзисторах VT2, VT3 не превышает 10 мВ, что существенно снижает модуляцию сопротивления канала. Коэффициент гармоник генератора в рабочем диапазоне частот не превышает 0,2%. При изменении напряжения с выхода аттенюатора от 0 до 0,6 В частота сигнала изменяется от 1600 до 2500 Гц (рис. 41).

На основе операционных усилителей DA5 и DA6 выполнены RC-генераторы опорной частоты 400 Гц и верхней граничной частоты, изменяемой переменными резисторами R47, R49 от 10 до 22 кГц. Генераторы имеют цепи стабилизации амплитуды с полевыми транзисторами VT6, VT7. Нелинейные искажения — не более 0,6%. Амплитуда синусоидального напряжения генераторов около 1 В. Ручная установка значения граничной частоты связана с необходимостью настройки магнитофонов различных групп сложности. Если для аппаратов низших групп оптимальной верхней граничной частотой может быть 10 кГц, то для высококачественных магнитофонов, работающих при скорости ленты 19,5 см/с, необходимо устанавливать частоту 18...22 кГц.

Сигналы генераторов и преобразователя «напряжение — частота» поступают с потенциометров R22, R45, R57 на сумматор, выполненных на транзисторе VT8. С помощью указанных резисторов необходимо установить амплитуду каждого из сигналов около 30 мВ. Напряжение с выхода смесителя подается

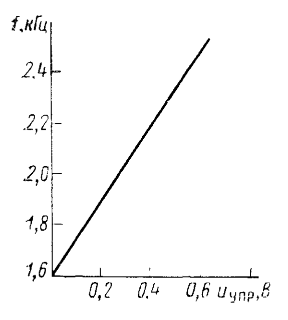


Рис. 41. Зависимость частоты от управляющего напряжения преобразователя «напряжение — частота»

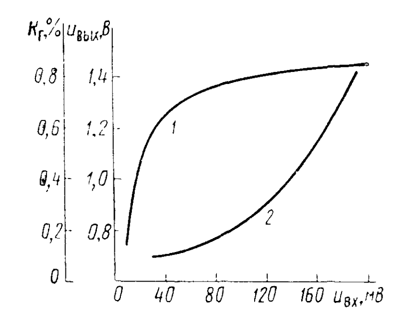


Рис. 42. Амплитудная характеристика (1) и зависимость уровня гармоник от входного напряжения управляемого усилителя (2)

на переключатель SB1 — переключатель дорожек записи и SA1 — переключатель режимов работы. Это напряжение прикладывается также к контактам разъема XS2 «Запись».

Сигнал с разъема XS3 «Воспроизведение» поступает на управляемый усилитель, выполненный на основе операционных усилителей DA3, DA4. Усилитель стабилизирует уровень сигнала с частотой 400 Гц с погрешностью не более 1,0 дБ при изменениях входного сигнала в пределах 30 ... 200 мВ.

Стабилизация уровня осуществляется следующим образом. При увеличении амплитуды сигнала с выхода усилителя DA3 увеличивается положительное напряжение на выходе последовательно включенных фильтра нижних частот, выполненного на основе VT9, VT10, прецизионного выпрямителя на основе DA7 и фильтра нижних частот на основе усилителя DA8. Это напряжение подается на инвертирующий вход усилителя DA4, вызывая снижение напряжения на затворе транзистора VT5, включенного в цепь отрицательной обратной связи усилителя DA3. На неинвертирующий вход усилителя DA4 с потенциометра R33 подается опорное напряжение, задающее уровень переменного выходного напряжения управляющего усилителя. Передаточная характеристика (кривая 1) и зависимость уровня гармоник от входного напряжения (кривая 2) управляемого усилителя представлены на рис. 42.

Канал выделения и преобразования опорного сигнала 400 Гц в постоянное напряжение состоит из двухзвенного фильтра нижних частот на транзисторах VT9, VT10, имеющего частоту среза около 550 Гц и крутизну среза АЧХ около 24 дБ/окт, прецизионного вентиля на ОУ DA7 и активного фильтра нижних частот с частотой среза около 5 Гц на основе усилителя DA8. С расчетом и принципом работы таких каскадов можно ознакомиться в работе [19].

Сигнал с выхода усилителя DA8 поступает на резистивный делитель R77—R88, коэффициентом деления которого определяется задаваемое оператором затухание на верхней граничной частоте сигнала. Напряжение с выхода делителя, снимаемое с подвижного контакта переключателя SA3, подается на инвертирующий вход компаратора, выполненного на усилителе DA12, на инвертирующий вход которого поступает напряжение с аналогичного описанному канала выделения сигнала верхней граничной частоты (10 ... 22 кГц). Канал состоит из двухзвенного фильтра верхних частот, выполненного на транзисторах VT12, VT13, имеющего частоту среза около 6 кГц и крутизну АЧХ около 24 дБ/окт., прецизионного выпрямителя на основе усилителя DA11 и пассивного фильтра нижних частот R110, C36. В режиме воспроизведения сигналограммы в момент равенства напряжений с выходов описанных каналов компаратор на основе DA12 изменяет состояние, вызывая появление на катодах вентилей VD11, VD12 положительного импульса независимо от полярности изменения напряжения на выходе усилителя DA12. Импульс поступает на вход ключа на транзисторе VT16, срабатывание которого приводит к сбросу триггера DD1 по входу «S». Установка триггера производится вручную кнопкой SB2, при замыкании которой положительный импульс с выхода дифференцирующей цепи C30, R98 прикладывается к базе транзистора VT11. Отрицательный прямоугольный импульс с коллекторной нагрузки поступает на вход «R» триггера DD1.

На основе ОУ DA9, DA10 выполнен полосовой фильтр, выделяющий тест-сигнал. Граничные частоты среза фильтра 1,4 и 2,7 кГц, крутизна скатов 22 дБ/окт. Затухание, обеспечиваемое на частотах 400 и 10 000 Гц, не менее

38 дБ. Тест-сигнал с выхода полосового фильтра поступает на преобразователь частоты в напряжение. Этот преобразователь состоит из включенных последовательно усилителя-ограничителя DA13, одновибратора, выполненного на основе усилителя DA14, ключевого каскада на транзисторе VT15 и фильтра нижних частот на основе усилителя DA15. Длительность импульса на выходе одновибратора определяется элементами C40, R121, полярность импульсов отрицательная. Подробно с функционированием и расчетом одновибраторов можно ознакомиться в работе [19]. После инвертирования сигнала каскадом на транзисторе VT15 прямоугольные импульсы поступают на фильтр нижних частот с частотой среза около 10 Гц. Фильтр выделяет постоянную составляющую сигнала с выхода инвертирующего каскада. Поскольку длительность и амплитуда импульсов с выхода инвертора неизменны, напряжение на выходе фильтра прямо пропорционально частоте входного тест-сигнала. Полученное напряжение подается через нормально замкнутые контакты геркона K1 на вход аналогового запоминающего устройства.

Запоминающее устройство представляет собой накопительную пленочную емкость C43 с малой утечкой, нагруженную на ОУ DA16 с высокоомным входом, включенный повторителем напряжения. Время хранения информации с погрешностью, не превышающей 1%, — не менее 20 мин. Запоминание сигнала происходит после установки триггера DD1 по входу «R» и замыкания контактов геркона K1.1 в режиме «Воспроизведение».

Напряжение с выхода запоминающего устройства подводится к индикатору PA1 в третьем положении переключателя SA1. В первом, втором и четвертом положениях переключателя индикатором контролируется напряжение на выходе преобразователя частоты в напряжение. Потенциометром R130 на инвертирующий вход усилителя DA15 задается начальное смещение, компенсирующее напряжение на выходе фильтра, возникающее вследствие того, что наименьшая частота тест-сигнала и соответствующее ей напряжение на выходе преобразователя «частота — напряжение» отличны от нуля.

Как отмечалось, в момент равенства напряжений на входах компаратора DA12 триггер DD1 сбрасывается по входу «S». Ключ на транзисторе VT17 открывается, при этом по обмотке геркона K1 и по цепи светодиода H1 протекает ток. Контакты геркона K1.1 размыкаются и в запоминающем устройстве сохраняется значение выходного напряжения преобразователя частоты в напряжение, соответствующее искомой силе тока подмагничивания, и задаваемое АЧХ магнитофона. Свечение светодиода H1 указывает на то, что информация об оптимальной силе тока подмагничивания введена в запоминающее устройство. Резистор R136 ограничивает ток светодиода H1 в пределах 10...15 мА. Диод VD16 ограничивает импульсы противо-ЭДС в цепи обмотки геркона K1.

Полярность рабочего напряжения на выходе усилителя DA16 — отрицательная. Для исключения повреждения индикатора PA возможными положительными всплесками напряжения последовательно с индикаторной головкой включен диод VD17.

Операционные усилители DA1—DA11, DA14, DA15 имеют стандартные цепи коррекции, состоящие из последовательно включенных резистора 56 Ом и конденсатора 1500 пФ, не показаны на схеме. Операционные усилители DA12, DA13, DA16 цепей коррекции не имеют. Напряжение питания всех ОУ ±6,3 В.

Детали и конструкция. В приборе могут быть использованы резисторы МЛТ-0,25 или МЛТ-0,125 с допускаемым отклонением от номинала не более ±10%. Резисторы R77—R88 должны быть подобраны с погрешностью не более ±1% и иметь следующие сопротивления: R77—4,5 к; R78—3,94 к; R79—3,44 к; R80—3,28 к; R81—2,87 к; R82—2,46 к; R83—2,21 к; R84—2,0 к; R85—1,78 к; R86—1,54 к; R87+R88—14,3 к.

Каждый из них целесообразно собрать из двух резисторов. Например, R86 (1,54 к) выполняется из резисторов 1,5 к и 40 Ом. При этом необходимо проконтролировать сопротивления измерительным прибором с указанной точностью. Подстроечные резисторы балансировки ОУ: R112, а также R22, R45, R57 — любого типа, например СП3-16, СП3-22, СП3-27.

Сдвоенный резистор R47, R49 типа СП-III должен иметь разбаланс сопротивления не более ±20%. Указанный резистор может быть заменен на дискретно переключаемый набор сопротивлений. Переменный резистор R5 любого типа, например СП-III, СП3-12.

Конденсаторы C1—C3 типа КТ1 могут быть заменены на КТК, КМ и др. Конденсаторы C10—C13 с высокой термостабильностью типа К22У-1 могут быть заменены на КСО-3, C16—C19, C23—C29, C31—C34 типа К73-17, можно использовать и металлобумажные конденсаторы. Остальные конденсаторы — керамические, типов КМ, КЛС.

Переключатели SB1, SB2 клавишные — типа П2К, SA3 — галетный малогабаритный типа ПГК 11п1н. В качестве измерительной головки RA1 можно использовать любой микроамперметр с током полного отклонения 50 ... 500 мкА.

Транзисторы VT1, VT8, VT11, VT14 — VT17 типа КТ315Б с коэффициентом передачи тока базы 100 ... 300 могут быть заменены на транзисторы серий КТ312, КТ3102. Элементы VT9, VT10, VT12, VT13 — сдвоенные транзисторы типа КТ118В — могут заменяться на кремниевые транзисторы, если это необходимо. Полевые транзисторы VT4—VT7 — типа КП303В. Вместо них можно применить транзисторы с другими буквенными индексами и напряжением отсечки 0,8 ... 2,0 В, а также полевые транзисторы серии КП302. Вместо согласованных полевых транзисторов VT2—VT3 типа КПС104 В могут быть использованы подобранные по напряжению отсечки с точностью не хуже ±10% полевые транзисторы КП303В, Г.

Вместо усилителей DA1—DA12, DA14 типа К140УД1А могут использоваться другие микросхемы общего применения, например К140УД6, К140УД7. Вместо усилителей DA13, DA16 с полевыми транзисторами на входе типа К140УД8Б могут быть использованы микросхемы К544УД1Б, К544УД2Б. Триггер DD1 — типа К155ТВ1. Полупроводниковые диоды VD1—VD3, VD7, VD10—VD12, VD17 — типа Д18, могут заменяться на Д311, Д312. Диоды VD4—VD6, VD9, VD13—VD16 типа Д220 могут быть заменены любыми маломощными кремниевыми диодами, например серий КД503, КД521, КД522. Геркон К1 — с контактами на размыкание типа КЭМ-2«0» и током срабатывания 10 ... 12 мА. Обмотка геркона имеет 5000 витков провода ПЭВ-0,09 на каркасе ∅=5,0 мм и длиной 21 мм, активное сопротивление обмотки 300 Ом.

Прибор собран на дюралюминиевом шасси размерами 300×180 мм, на котором закреплены задняя стенка с гнездом предохранителя и выводом сетевого привода и передняя панель с органами управления, индикаторной головкой и входными коаксиальными разъемами XS1 типа СР50-73 ФБР для подключения выносного щупа.

Блок питания прибора может быть выполнен по любой схеме, обеспечивающей выходные напряжения 6,3 В и ток в нагрузку не менее 150 мА. Уровень пульсаций выходного напряжения не должен превышать 2 ... 4 мВ.

Элементы принципиальной схемы прибора смонтированы на трех печатных платах, чертежи которых представлены на рис. 43 ... 45. На плате генераторов (рис. 43) смонтированы генераторы опорной и верхней граничной частот на DA5, DA6 и преобразователь «напряжение — частота» на DA1, DA2, VT1—VT3. Плата фильтров (рис. 44) содержит элементы фильтров нижних и верхних частот (VT9, VT10, VT12, VT13), элементы полосового фильтра DA9, DA10, а также управляемый усилитель DA3, DA4, прецизионные выпрямители DA7, DA11 и DA8. На плате обработки сигналов (рис. 45) выполнены компараторы

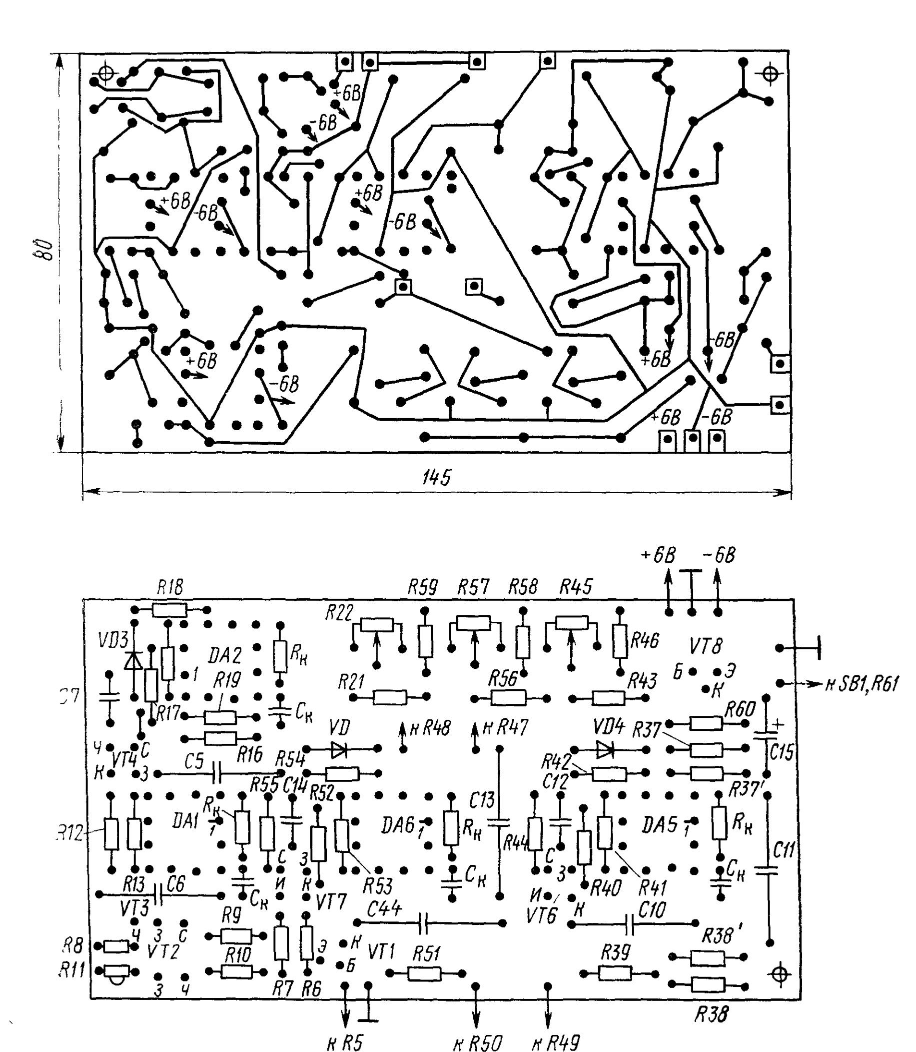
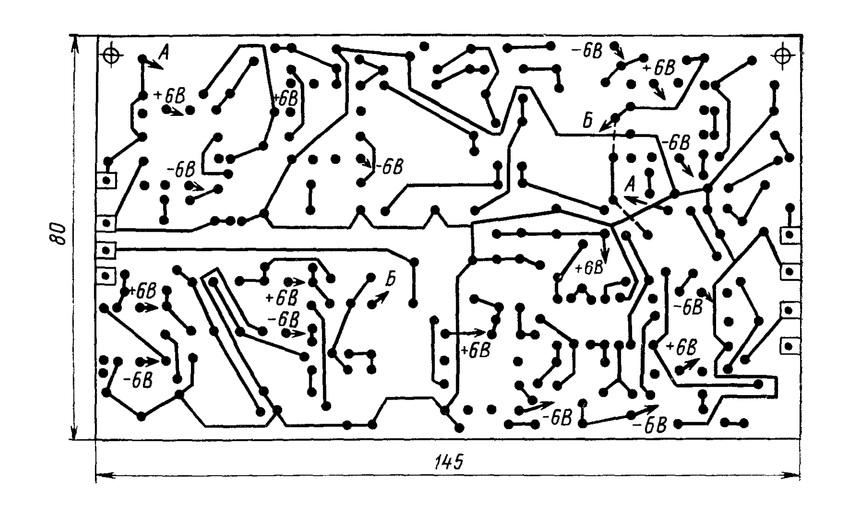


Рис. 43. Печатная плата узла генераторов



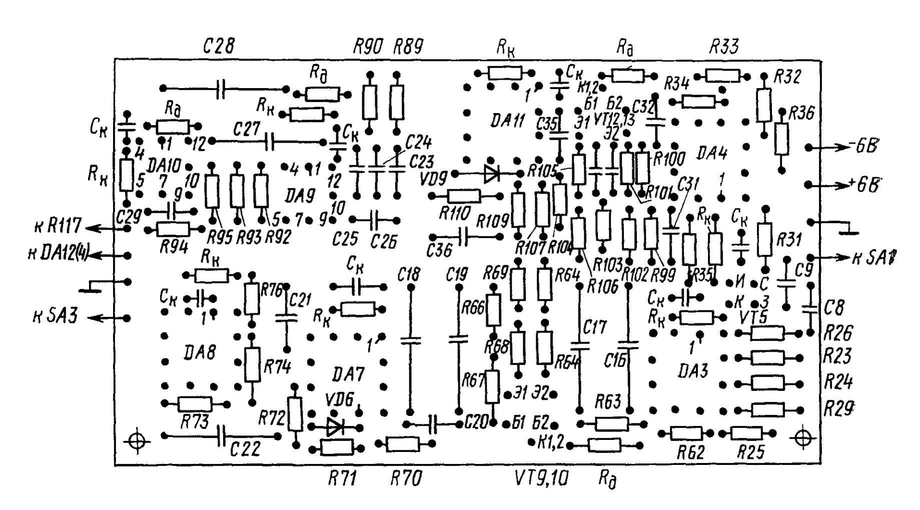


Рис. 44. Печатная плата активных фильтров

DA12, DA13, одновибратор DA14 и фильтр нижних частот на DA15. Там же смонтированы ключи на транзисторах VT14—VT17, триггер DD1 и аналоговое запоминающее устройство.

Элементы коррекции ОУ обозначены на рис. 43—45 символами $C_к$, $R_к$.

Блок питания может быть выполнен по любой схеме, обеспечивающей напряжение ±6,3 В, ток в нагрузку не менее 150 мА и уровень пульсаций не более 2 мВ. Сетевой трансформатор прибора собран на магнитопроводе ШЛР16×20. Первичная обмотка содержит 2640 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,1 мм, вторичная — 2×110 витков провода ПЭВ-2 0,35.

Налаживание прибора начинают с проверки прохождения сигнала высокочастотного подмагничивания с выходного контакта XS1. Амплитудно-частот-

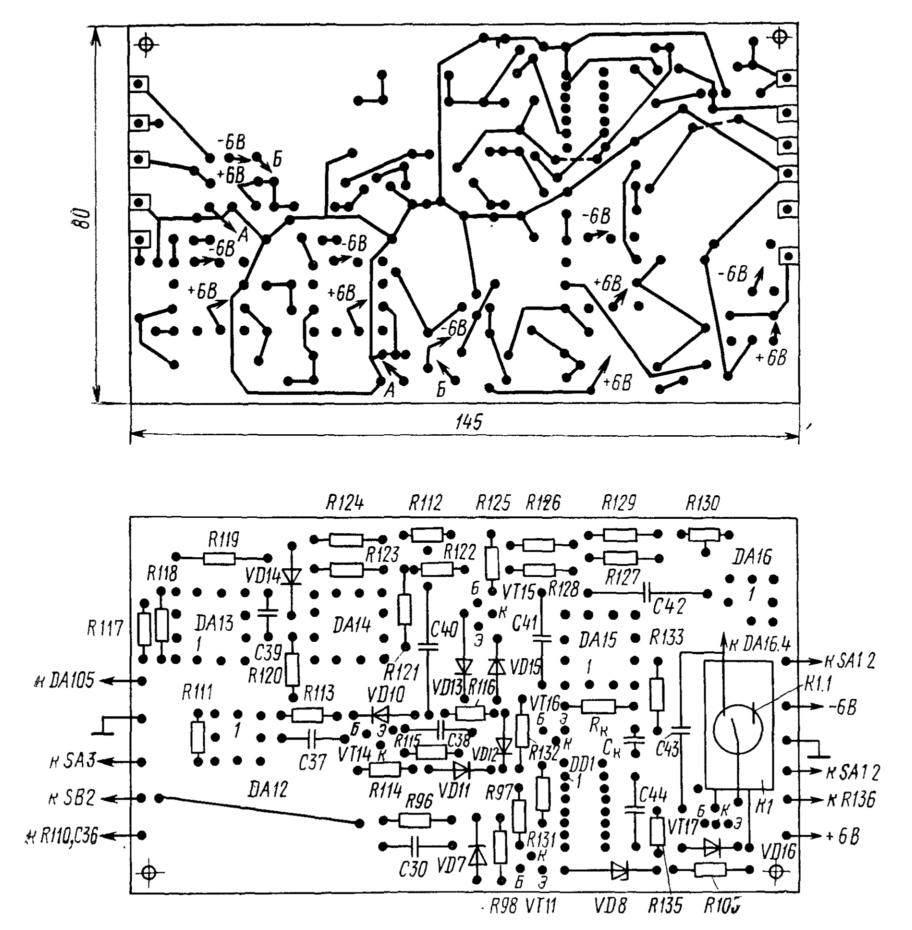


Рис. 45. Печатная плата узла обработки сигнала

ная характеристика фильтра верхних частот должна иметь частоту среза 30 ... 40 кГц. Корректировка этой частоты возможна с помощью небольшого изменения емкостей конденсаторов С1—С2. Значение выпрямленного напряжения двухполупериодного выпрямителя зависит от типа настраиваемого аппарата. Оно имеет положительную полярность и для кассетного магнитофона составляет несколько вольт. На эмиттере транзистора VT1 это напряжение снижается приблизительно на 0,6 В.

Преобразователь «напряжение — частота», выполненный на транзисторах VT2—VT4 и DA1, DA2, представляет собой управляемый синусоидальный генератор. Согласованные транзисторы VT1, VT2 совместно с конденсаторами С5, С6 задают рабочую частоту генератора. Полевой транзистор VT4, включенный в цепь отрицательной обратной связи, используют в качестве сопротивления, управляемого отрицательным напряжением с выхода однополупериодного выпрямителя на VD3, R20, С7. Гармоники выходного напряжения этого генератора попадают в полосу пропускания фильтра верхних частот UZ2 и

могут увеличить погрешность установки тока. Для минимизации указанного вида погрешности проводимость канала транзистора линеаризуется элементами R14, R15. Если в процессе настройки коэффициент гармоник превышает 0,2%, может понадобиться подбор сопротивлений этих резисторов, а также резистора R12. При несовпадении зависимости частоты генерации от управляющего напряжения с приведенной на рис. 41 достаточно подобрать емкости конденсаторов C6, C5 моста Вина.

Генераторы опорной и верхней граничной частот также выполнены с использованием частотозадающего моста Вина на элементах R37, R38, C10, C11 и R47, R4, C12, C13 и усилителей DA5, DA6 соответственно.

Амплитуда выходного напряжения генераторов может регулироваться резисторами, включенными последовательно с каналом полевого транзистора. Коэффициент гармоник при номинальном выходном уровне сигнала 0,5 ... 1В не должен превышать 0,5 ... 0,6%. Генераторы, собранные на исправных элементах, работоспособны сразу после включения. Генератор верхней граничной частоты должен перестраиваться по частоте сдвоенным потенциометром R47, R49, в любом положении которого должна наблюдаться устойчивая генерация. Последнее обеспечивается с помощью подбора сдвоенных резисторов, разбаланс сопротивлений которых не должен превышать 10 ...15%. Лучшие результаты дает замена потенциометра на набор дискретно переключаемых резисторов. Отсутствие либо чрезмерно высокая амплитуда колебаний в большинстве случаев обусловлены отказами либо неверным включением элементов цепи отрицательной обратной связи. Если возникает необходимость снизить нелинейность колебаний генераторов, следует увеличить сопротивления резисторов R40, R52. Снижение коэффициента гармоник дает также замена полевых транзисторов в цепи автоматической регулировки на другие, с большим напряжением отсечки. Сумматор сигналов на транзисторе VT8 настройки не требует.

После настройки рассмотренных узлов необходимо проверить работоспособность канала выделения опорной частоты, содержащего фильтр нижних частот на транзисторах VT9, VT10, вентиль VD6 и фильтр на усилителе DA8. Эти функциональные элементы, выполненные на исправных элементах, специальной настройки не требуют. Достаточно проконтролировать полосу пропускания первого из упомянутых фильтров, частота среза характеристики которого должна быть около 550 Гц, а крутизна среза около 24 дБ/окт. В случае отклонения частоты среза от данного значения необходимо подобрать емкости конденсаторов C17—C19.

Затем контролируется функционирование управляемого усилителя на микросхемах DA3, DA4. Для этого на инвертирующий вход усилителя DA3 от звукового генератора подают сигнал частотой 200 Гц. Увеличение уровня сигнала от 10 до 200 мВ должно приводить к росту напряжения на выходе усилителя DA8 и инвертирующем входе усилителя DA4. Одновременно напряжение на затворе транзистора VT5 понижается. Оно приводит к углублению отрицательной обратной связи и снижению коэффициента передачи усилителя. Коэффициент сжатия можно увеличить путем увеличения сопротивлений резисторов R29 и R36. При увеличении сопротивлений растет усиление в петле автоматической регулировки амплитуды, поэтому чрезмерное увеличение R36, приводящее к росту коэффициента усиления DA4, может вызвать самовозбуждение на низких частотах. Увеличение сопротивления резистора R26 приводит

к снижению коэффициента гармоник усилителя, однако уменьшает коэффициент сжатия динамического диапазона. Некоторое снижение коэффициента гармоник можно получить подбором соотношения сопротивлений резисторов R27, R28 в цепи отрицательной обратной связи транзистора VT5.

Канал выделения сигнала с верхней граничной частотой, содержащий фильтр на транзисторах VT12, VT13, вентиль на ОУ DA11 и пассивный фильтр R110, C36, настраивается аналогично каналу выделения опорной частоты. Необходимо убедиться, что частота среза фильтра около 6 кГц.

После этого проверяют функционирование полосового фильтра на усилителях DA9, DA10, выделяющего тест-сигнал. Правильно собранный фильтр настройки не требует. Необходимо обратить внимание на то, что конденсаторы C27, C28 образованы параллельным соединением конденсаторов емкостью 0,05 и 0,022 мкФ. При замене указанных конденсаторов на другие может потребоваться подбор сопротивлений резисторов R92, R93 до получения верхней частоты среза, равной 2,7 кГц. Нижняя частота среза полосового фильтра должна устанавливаться вблизи 1,4 кГц.

Настройку компаратора на основе усилителя DA12 целесообразно проводить следующим образом. Инвертирующий вход усилителя DA12 подключают к земляной шине через резистор сопротивлением 10...20 к, а неинвертирующий — замыкается с инвертирующим входом микросхемы. Затем на входы усилителя DA12 подается положительное напряжение около 0,5 В. К выходу микросхемы подключается осциллограф. Регулировкой балансировочного потенциометра R112 необходимо добиться возникновения на экране осциллографа прямоугольных импульсов наибольшей амплитуды. Такая настройка минимизирует сдвиг порога срабатывания компаратора. Одновременно следует проконтролировать появление перепадов напряжения на выходе транзистора VT14, совпадающих с фронтами импульсов на выходе компаратора DA12.

Компаратор на усилителе DA13, основное назначение которого — предельное ограничение синусоидального сигнала полосового фильтра, и одновибратор на основе усилителя DA14 специальной настройки не требуют. Фильтр нижних частот на DA15, собранный согласно принципиальной схеме, также в настройке не нуждается. Регулировкой подстроечного резистора R130 необходимо произвести установку в нуль индикаторной головки прибора PA1.

В заключение необходимо проверить функционирование триггера DD1 с исполнительными цепями. При нажатии кнопки SB2 происходит опрокидывание триггера DD1 по входу «R». Срабатывание компаратора DA12 должно вызвать появление на входе «S» триггера отрицательного перепада, приводящего его в состояние «1». Одновременно включается геркон K1 и загорается светодиод H1. Запоминающее устройство на усилителе DA16 настройки не требует.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **ГОСТ 24863—81.** (СТ СЭВ 1359—78). Магнитофоны бытовые. Общие технические условия.
2. **Кудряшев Б. Г.** и др. Аналоговые интегральные микросхемы. — М.: Радио и связь, 1984.
3. **Гансбург М. Д.** Измерение скорости магнитной ленты//Радио. — 1979. — № 10. — С. 28.

4. **Грачев В. П., Данилочкин В. А., Плющ О. А.** Паразитная амплитудная модуляция в бытовой аппаратуре магнитной записи и методы ее уменьшения/ Ремонт радиотелевизионной аппаратуры. — М.: Экспресс-информация ЦБНТИ, 1983. — Вып. 1. — Сер. 5.
5. **Сухов Н.** Детонометр//Радио. — 1982. — № 1. — С. 34, № 2. — С. 38.
6. **Сухов Н.** Как улучшить параметры магнитофона//Радио. — 1982. — № 5. — С. 34.
7. **Травников Е. Н.** Механизмы аппаратуры магнитной записи. — Киев: Техника, 1976.
8. **Солнцев Ю.** Какой же коэффициент гармоник допустим?//Радио. — 1985. — № 2. — С. 26.
9. **А. с. 1190453** (СССР). Автогенератор/Н. В. Шиянов.
10. **А. с. 542236** (СССР). Устройство для измерения динамического перекоса магнитной ленты/Е. А. Ковальчук.
11. **Гончаренко А. Б.** Фазометр на микросхемах//Радио. — 1984. — № 12. — С. 29.
12. **Цыкина А. В.** Электронные усилители. — М.: Радио и связь, 1982.
13. **Сухов Н.** Среднеквадратичный милливольтметр//Радио. — 1981. — № 11. — С. 53.
14. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники. — М.: Мир, 1983, т. 1.
15. **Гансбург М. Д.** Ответы на вопросы любителей магнитной записи звука. — М.: Радио и связь, 1985.
16. **Василевский Д. П.** Частотные предыскажения и коррекция в магнитофонах. — М.: Энергия, 1978.
17. **Нездатный Ю. В.** Оптимизация тока подмагничивания в магнитофонах с универсальным трактом//Радио. — 1981. — № 11. — С. 48.
18. **А. с. № 1068986** (СССР). Устройство для установки тока подмагничивания в магнитофоне/Н. В. Шиянов, С. Н. Филиппов.
19. **Кофман Р., Дрискол Д.** Операционные усилители и линейные интегральные схемы. — М.: Мир, 1979.

СОДЕРЖАНИЕ

50 к.



Устройства для настройки магнитофонов

Издательство «Радио и связь»